

⑯ BUNDESREPUBLIK

DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT

⑯ **Patentschrift**  
⑯ **DE 199 22 249 C 2**

⑯ Int. Cl. 7:  
**G 01 R 23/173**

⑯ Aktenzeichen: 199 22 249.5-35  
⑯ Anmeldetag: 14. 5. 1999  
⑯ Offenlegungstag: 5. 1. 2000  
⑯ Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung: 24. 1. 2002

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

⑯ Unionspriorität:

131687/98 14. 05. 1998 JP

⑯ Patentinhaber:

Advantest Corp., Tokio/Tokyo, JP

⑯ Vertreter:

Hoffmann, E., Dipl.-Ing., Pat.-Anw., 82166  
Gräfelfing

⑯ Erfinder:

Nagano, Masao, Tokio/Tokyo, JP

⑯ Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht  
gezogene Druckschriften:

DE 197 34 040 A1  
JP 42-21 777 A

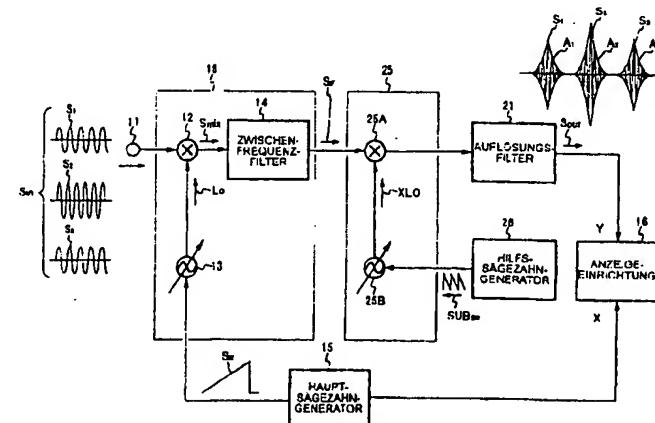
Fischer, Wolfgang, "Audio Analyzer UPA mit neuen  
Leistungsmerkmalen". In Neues von Rhode und  
Schwarz, Heft 118, 1987, S. 8-12;

⑯ Frequenzanalyseverfahren und Spektralanalysator

⑯ Frequenzanalyseverfahren mit den Schritten:

(a) Frequenzumsetzen eines zu analysierenden Eingangssignals ( $S_{in}$ ) zu einem ersten Zwischenfrequenzsignal durch Multiplizieren des Eingangssignals mit einem gewobbelten Haupt-Überlagerungssignal (LO) und anschließendes Filtern des Multiplikationsergebnisses mittels eines ersten Filters (14) mit Bandpaßcharakteristik, wobei Signalkomponenten ( $S_1, S_2, S_3$ ) fester Frequenz ( $f_1, f_2, f_3$ ) im Eingangssignal zu Signalkomponenten ( $S_{IF1}, S_{IF2}, S_{IF3}$ ) mit sich ändernder Frequenz im ersten Zwischenfrequenzsignal werden, deren Frequenz sich mit der Frequenz des Haupt-Überlagerungssignals (LO) ändert, (b) Frequenzumsetzen des ersten Zwischenfrequenzsignals ( $S_{IF1}$ ) zu einem zweiten Zwischenfrequenzsignal ( $S_{OUT}$ ) durch Multiplizieren des ersten Zwischenfrequenzsignals mit einem gewobbelten Hilfs-Überlagerungssignal (XLO), dessen Wobbelrichtung der des Haupt-Überlagerungssignals entgegengesetzt ist, und anschließendes Filtern des Multiplikationsergebnisses mittels eines zweiten Filters (21) derart, daß Signalkomponenten ( $S_{IF1}, S_{IF2}, S_{IF3}$ ) im ersten Zwischenfrequenzsignal, deren Frequenz sich mit der Frequenz des Haupt-Überlagerungssignals (LO) ändert, zu Signalkomponenten im wesentlichen konstanter Frequenz im zweiten Zwischenfrequenzsignal werden, und

(c) Frequenzanalysieren des Eingangssignals durch Ermitteln der Leistung des zweiten Zwischenfrequenzsignals in Abhängigkeit von der Frequenz des Haupt-Überlagerungssignals.



DE 199 22 249 C 2

## Beschreibung

[0001] Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf ein Frequenzanalyseverfahren, das bei der Analyse von Frequenzkomponenten benutzt wird, die in unterschiedlichen Arten von Signalen enthalten sind, und bezieht sich weiterhin auf einen mit Wobbelung arbeitenden Spektralanalysator, der gemäß diesem Frequenzanalyseverfahren arbeitet.

[0002] Es sind zwei Arten von Spektralanalysatoren bekannt. Die eine Art wird als Wobbelspektralanalysator bezeichnet, während die andere Art ein mit schneller Fourier-Transformation (FFT) arbeitender Spektralanalysator ist, wobei die Bezeichnung jeweils von den unterschiedlichen Methoden zur Frequenzanalyse abhängt.

[0003] Bei einem Wobbelspektralanalysator führt ein Überlagerungsszillator kontinuierlich Frequenzwobbelvorgänge durch, eine spektrale Komponente, die in einem zu messenden Signal enthalten ist, wird durch die Frequenzwobbelvorgänge in ein Zwischenfrequenzsignal umgewandelt, das aus einer Frequenzkomponente mit konstanter Frequenz besteht, und die Leistung des Zwischenfrequenzsignals wird detektiert und als Spektralkomponente auf einem Bildschirm einer Kathodenstrahlröhre angezeigt wird.

[0004] Bei dem mit schneller Fourier-Transformation arbeitenden Spektralanalysator wird die Schwingfrequenz eines Überlagerungsszillators schrittweise geändert, die Schwingfrequenz in jedem Schritt durch schnelle Fourier-Transformation in ein Spektrum aufgelöst, und die Fourier-Transformationsergebnisse, die bei allen diesen Schritten erhalten werden, werden in einem Speicher gespeichert und auf einer Anzeigeeinrichtung angezeigt.

[0005] Der Wobbelspektralanalysator weist die Eigenschaft auf, daß alle Frequenzanalyseergebnisse durch einen Frequenzwobbelvorgang erhalten werden können. Auf der anderen Seite ist bei diesem Spektralanalysator jedoch der Nachteil vorhanden, daß die Zeitdauer, die für die Frequenzanalyse benötigt wird (die Zeitdauer der Frequenzwobbelung), verlängert werden muß, wenn die Frequenzauflösung erhöht wird.

[0006] Im Unterschied hierzu kann die für eine Frequenzanalyse erforderliche Zeitdauer bei dem mit schneller Fourier-Transformation arbeitenden Spektralanalysator kürzer sein als die Zeitdauer, die von dem Wobbelspektralanalysator benötigt wird. Andererseits ergibt sich bei dieser Art von Spektralanalysator jedoch der Nachteil, daß die Ergebnisse der Frequenzanalyse diskret sind, da der Frequenzanalysevorgang schrittweise ausgeführt wird, und es können demzufolge nicht alle spektralen Komponenten, die in einem zu messenden Signal enthalten sind, exakt herausgegriffen werden.

[0007] Wie vorstehend beschrieben, haben sowohl der Wobbelspektralanalysator als auch der mit schneller Fourier-Transformation arbeitende Spektralanalysator Vorteile und Nachteile. Jedoch kann festgestellt werden, daß der Wobbelspektralanalysator Eigenschaften besitzen würde, die denjenigen des mit schneller Fourier-Transformation arbeitenden Spektralanalysators überlegen wären, wenn der Wobbelspektralanalysator die Möglichkeit besitzen würde Wobbelvorgänge mit hoher Geschwindigkeit ausführen zu können.

[0008] Der Grund dafür, daß die Wobbelgeschwindigkeit des Wobbelspektralanalysators nicht erhöht werden kann, ist in vielen technischen Büchern oder Zeitschriften erläutert (beispielsweise in "Spectrum Analyzer – Theory and Application" ("Spektralanalysator – Theorie und Einsatz"), Seiten 96–101, von den Autoren Morris Engelson und Fred Telewsky, übersetzt von Kiyotaka Okada, und veröffentlicht von Nikkan Kogyo Shinbun Co., Ltd.; "Spectrum/Network Analyzer" ("Spektral/Netzwerk-Analysator"), Seiten 98–103, von dem Autor Robert A. Witte, übersetzt von Teruo Takeda und Nobutaka Arai, und veröffentlicht von Toppan Co., Ltd., und dergleichen). In der vorliegenden Beschreibung wird dieser Grund deshalb sehr vereinfacht unter Konzentration auf die Eigenheiten erläutert, die zum Verständnis der vorliegenden Erfindung notwendig sind.

[0009] Zunächst wird eine grundlegende Konfiguration eines Wobbelspektralanalysators beschrieben. In Fig. 13 ist der Aufbau eines herkömmlichen Wobbelspektralanalysators in einer stark vereinfachten Form gezeigt. Wie dort dargestellt ist, kann der Spektralanalysator im Grundsatz durch einen Mischer 12, einen Überlagerungsszillator 13, einen Zwischenfrequenzfilter 14, einen Sägezahngenerator 15 und eine Anzeigeeinrichtung 16 gebildet sein. Der Mischer 12, der Überlagerungsszillator 13 und das Zwischenfrequenzfilter 14 bilden, wie im weiteren Text noch näher erläutert wird, eine Zeit/Frequenz-Wandlereinrichtung 18.

[0010] Der Überlagerungsszillator 13 führt eine Frequenzwobbelung über einen vorab festgelegten Frequenzbereich  $f_{LO}$  bis  $f_{HI}$  durch und gibt das gewobbelte Überlagerungssignal LO an den Mischer 12 ab. Der Mischer 12 mischt oder multipliziert das an ihn von dem Überlagerungsszillator 13 angelegte Überlagerungssignal LO mit einem zu messenden Signal  $S_{in}$ , das an einen Eingangsanschluß 11 angelegt ist, und gibt bei diesem Beispiel ein der Differenz zwischen diesen beiden Signalen entsprechendes Differenzsignal ab. Wenn angenommen wird, daß die Mittenfrequenz des Durchlaßbands des Zwischenfrequenzfilters 14 gleich  $f_{IF}$  ist und wenn das zu messende Signal  $S_{in}$  Frequenzkomponenten  $S_1$ ,  $S_2$  und  $S_3$  enthält, die jeweilige Frequenzen  $f_1$ ,  $f_2$  bzw.  $f_3$  besitzen ( $f_1 < f_2 < f_3$ ), können durch das Zwischenfrequenzfilter 14 jeweils Zwischenfrequenzsignalkomponenten (ZF-Komponenten)  $S_{IF1}$ ,  $S_{IF2}$  und  $S_{IF3}$  jedesmal dann herausgegriffen werden, wenn die Frequenz  $f_{LO}$  des Überlagerungssignals LO die folgenden Bedingungen erfüllt:  $f_{LO} - f_1 = f_{IF1}$ ,  $f_{LO} - f_2 = f_{IF2}$  bzw.  $f_{LO} - f_3 = f_{IF3}$ .

[0011] Wenn die das Zwischenfrequenzsignal mit den ZF-Komponenten  $S_{IF1}$ ,  $S_{IF2}$  und  $S_{IF3}$  an den Vertikaleingangsanschluß Y der Anzeigeeinrichtung 16 angelegt wird und ein Sägezahnsignal  $S_B$ , das von dem Sägezahngenerator 15 abgegeben wird, an einen Horizontaleingangsanschluß X der Anzeigeeinrichtung 16 angelegt wird, werden die ZF-Komponenten  $S_{IF1}$ ,  $S_{IF2}$  und  $S_{IF3}$  auf der Anzeigeeinrichtung 16 jeweils in der Reihenfolge der Frequenzen  $f_1$ ,  $f_2$  bzw.  $f_3$  angezeigt, wobei die Abszisse X der Anzeigeeinrichtung 16 als Frequenzachse festgelegt ist.

[0012] Das in Fig. 13 gezeigte Beispiel stellt einen Fall dar, bei dem die ZF-Komponenten  $S_{IF1}$ ,  $S_{IF2}$  und  $S_{IF3}$  direkt in einen Vertikaleingangsanschluß Y der Anzeigeeinrichtung 16 eingespeist werden. Jedoch gibt es auch einen weiteren Fall, bei dem, wie in Fig. 14 gezeigt ist, ein Detektor bzw. Demodulator 17 an der Ausgangsseite des Zwischenfrequenzfilters 14 angeordnet ist und die ZF-Komponenten  $S_{IF1}$ ,  $S_{IF2}$  und  $S_{IF3}$  durch den Demodulator 17 detektiert bzw. demoduliert werden, wonach dieses demodulierte Signal dann an den Vertikaleingangsanschluß Y der Anzeigeeinrichtung 16 angelegt wird, um hierdurch ein Frequenzspektrum  $S_{IF11}$ ,  $S_{IF12}$  und  $S_{IF13}$  in Form einer gleichgerichteten und geglätteten unipolaren Hüllkurve anzuzeigen.

[0013] Da die Bandbreite des Zwischenfrequenzfilters 14 im Vergleich mit dem Wobbelhub des Überlagerungsszilla-

tors 13 schmal ist, werden in einem praktischen Fall Spektralkomponenten  $S_{IF11}$ ,  $S_{IF12}$  und  $S_{IF13}$  jeweils in der Form von Linienspektren beobachtet, wie dies in Fig. 15 gezeigt ist, falls jede der Frequenzkomponenten S1, S2 und S3 in dem zu messenden Signal  $S_{in}$  jeweils ein Sinussignal mit einer einzigen Frequenz ist.

[0014] Aus den vorstehenden Ausführungen ist erkennbar, daß die Frequenzkomponenten S1, S2 und S3 einer Frequenzdiskriminierung unterzogen werden können und durch den Mischer 12, den Überlagerungssozillator 13 und das Zwischenfrequenzfilter 14 in die ZF-Komponenten  $S_{IF1}$ ,  $S_{IF2}$  und  $S_{IF3}$  umgewandelt werden können, die entlang der Zeitachse über der verstreichenen Zeit aufgereiht sind, die mit dem Frequenzwobbelvorgang verknüpft ist. Die Frequenzerkennungs/Umwandlungseinrichtung, die durch den Mischer 12, den Überlagerungssozillator 13 und das Zwischenfrequenzfilter 14 gebildet ist, wird daher im folgenden auch als Zeit/Frequenz-Wandlereinrichtung oder Wandler 18 bezeichnet.

[0015] Hierbei sei die Aufmerksamkeit nun auf die ZF-Komponente  $S_{IF1}$  gerichtet, die in Fig. 13 gezeigt ist. Fig. 16 zeigt ein Verhalten, bei dem das Zwischenfrequenzfilter 14 auf ein Signal  $Smix_1$  anspricht, das eine Differenzfrequenz  $f_{LO} - f_1$  enthält und von dem Mischer 12 abgegeben wird.

[0016] Es sei nun angenommen, daß die Mittenfrequenz des Zwischenfrequenzfilters 14 gleich 10 MHz ist, daß die Durchlaßbandbreite des Zwischenfrequenzfilters 14, definiert durch -3 dB, gleich  $\pm 1$  MHz ist, und daß die Frequenz  $f_1$  der Frequenzkomponente S1 gleich  $f_1 = 100$  MHz ist. Wenn sich nun die Frequenz  $f_{LO}$  des Überlagerungssignals mit ausreichend niedriger Geschwindigkeit 109 MHz annähert, wird die Frequenz  $f_{LO} - f_1 = f_{IF}$  zu  $109 - 100 = 9$  MHz, und die Frequenz des Signals  $Smix_1$  fällt in die Durchlaßbandbreite des Zwischenfrequenzfilters 14. Als Ergebnis dessen beginnt das Zwischenfrequenzfilter 14 damit, auf das eingespeiste Signal  $Smix_1$  anzusprechen und an seiner Ausgangsseite ein Zwischenfrequenzsignal  $B_1$  abzugeben, das eine Frequenz von 9 MHz besitzt.

[0017] Wenn sich  $f_{LO}$  dem Wert 110 MHz annähert, wird die Differenzfrequenz zu  $f_{LO} - f_1 = 10$  MHz. Zu diesem Zeitpunkt wird daher das Signal, das von dem Zwischenfrequenzfilter 14 abgegeben wird, zu einem Signal  $B_2$ , das eine Frequenz von 10 MHz besitzt. Da die Frequenz dieses Signals  $B_2$  mit 10 MHz gleich groß ist wie die Mittenfrequenz des Zwischenfrequenzfilters 14, weist das Signal  $B_2$  die maximale Amplitude auf.

[0018] Nachdem die Frequenz  $f_{LO}$  des Überlagerungssignals den Wert 110 MHz überschritten hat, wird die Amplitude des Zwischenfrequenzsignals allmählich kleiner. Wenn sich die Frequenz  $f_{LO}$  dem Wert 111 MHz annähert, nähert sich die Frequenz des Signals  $Smix_1$ , das von dem Zwischenfrequenzfilter 14 abgegeben wird, dem Wert 111 bzw. 11 MHz an. Die Amplitude des Signals  $B_3$ , das zu diesem Zeitpunkt abgegeben wird, ist ausreichend gering.

[0019] Nachdem die Frequenz  $f_{LO}$  den Wert 111 MHz überschritten hat, hört das Zwischenfrequenzfilter 14 allmählich damit auf, auf das angelegte Signal  $Smix_1$  anzusprechen, da die Frequenz des Signals  $Smix_1$  aus dem Durchlaßband des Zwischenfrequenzfilters 14 herausgetreten ist.

[0020] Wenn die Signale  $B_1$ ,  $B_2$  und  $B_3$ , die in Fig. 10B gezeigt sind, überlagert werden, wird die ZF-Komponente  $S_{IF1}$  erhalten, wie es in Fig. 16 gezeigt ist. Die Amplitude dieser ZF-Komponente ist proportional zu der Amplitude der Frequenzkomponente S1. Dies bedeutet, daß die relativen Anteile der Frequenzkomponenten S1, S2 und S3 in Form der Amplitudenverhältnisse der ZF-Komponenten angezeigt werden. Ferner kann das Zwischenfrequenzsignal selbst dann, wenn die Frequenzen  $f_1$ ,  $f_2$  und  $f_3$  der Frequenzkomponenten S1, S2 und S3 voneinander verschieden sind, stets in Form eines Signals herausgegriffen werden, das eine konstante Wobbelfrequenzbandbreite aufweist; und das bei diesem Beispiel die gewobbelten Frequenzen aus dem Bereich von 9 MHz bis 11 MHz enthält.

[0021] Wie bereits vorstehend festgestellt, stellen die Hüllkurven  $A_1$ ,  $A_2$  und  $A_3$  (siehe Fig. 13) der Amplituden der ZF-Komponenten  $S_{IF1}$ ,  $S_{IF2}$  und  $S_{IF3}$  eine getreue Reproduktion der Filtereigenschaften des Zwischenfrequenzfilters 14 dar, wenn die Frequenz  $f_{LO}$  des Überlagerungssozillators 13 mit ausreichend niedriger Geschwindigkeit gewobbelt wird. Daher können die korrekten spektralen Frequenzen und die Leistungswerte der jeweiligen Spektralanteile angezeigt werden.

[0022] Wenn im Gegensatz hierzu der Überlagerungssozillator 13 mit einer hohen Rate gewobbelt wird, wie dies in Fig. 16D dargestellt ist, rufen die Hüllkurven der ZF-Komponenten  $S_{IF1}$ ,  $S_{IF2}$  und  $S_{IF3}$  zwei Fehler hervor, nämlich das Phänomen, daß die Spitzenfrequenz gegenüber der Mittenfrequenz des Zwischenfrequenzfilters 14 in den Bereich höherer Frequenzen verschoben ist, und weiterhin den Nachteil, daß der Spitzenwertpegel verringert ist. Wenn die Wobbelrate noch weiter vergrößert wird, ergibt sich ferner das Ergebnis, daß im wesentlichen der gesamte Bereich des Wobbelhubs des Überlagerungssozillators 13 einen flachen Verlauf aufweist, wie dies in Fig. 16E dargestellt ist.

[0023] Die Gründe für die beiden vorstehend genannten Fehler, finden sich in den vorstehend angesprochenen verschiedenen technischen Büchern. Das Auftreten von derartigen Fehlern stellt den Grund dafür dar, daß die Wobbelrate oder Geschwindigkeit des Wobbelpektralanalysators nicht noch weiter und weiter erhöht werden kann.

[0024] Allgemein wird davon ausgegangen, daß die Grenze für die Wobbelrate des Wobbelpektralanalysators wie folgt definiert ist:  $0,5 \times RBW^2$ . In diesem Fall ist mit RBW die Durchlaßbandbreite eines Filters bezeichnet, das die Frequenzauflösung des Wobbelpektralanalysators bestimmt. Bei dem vorstehend erläuterten Beispiel entspricht der Parameter RBW demzufolge der Durchlaßbandbreite des Zwischenfrequenzfilters 14. Wie aus dieser Definition ersichtlich ist, ist die Grenze der Wobbelrate umgekehrt proportional zum Quadrat der die Auflösung bestimmenden Durchlaßbandbreite RBW: Wenn die Durchlaßbandbreite gleich 10 Hz ist, ist ihr Quadrat gleich 100; wenn die Durchlaßbandbreite gleich 5 Hz ist, ist ihr Quadrat gleich 25; und wenn die Durchlaßbandbreite gleich 1 Hz ist, ist ihr Quadrat gleich 1. Daher tritt dann der Nachteil auf, daß die Wobbelrate des Wobbelpektralanalysators in umgekehrter Proportionalität zu dem Quadrat der Durchlaßbandbreite RBW des Filters verringert werden muß, wenn die Auflösung erhöht werden soll.

[0025] Es sind bereits verschiedene Ansätze zur ständig zunehmenden Erhöhung der Wobbelrate des Wobbelpektralanalysators vorgeschlagen worden. Ein Beispiel für diese Ansätze ist in der JP 4-221777/1992 A beschrieben, die einen Spektralanalysator gemäß dem Oberbegriff des Patentanspruchs 9 offenbart.

[0026] Fig. 17 zeigt den Aufbau des Spektralanalysators, der in dieser Druckschrift beschrieben ist. Gemäß Fig. 17 ist ein externer Eingangsanschluß 11 wie bei dem obigen herkömmlichen Spektralanalysator an einen Mischer 12 einer Zeit/Frequenz-Wandlereinrichtung 18 angeschlossen, die durch den Mischer 12, einen Überlagerungssozillator 13 und ein Zwischenfrequenzfilter 14 gebildet ist. Die ZF-Komponenten, die durch diese Zeit/Frequenz-Wandlereinrichtung 18

zeitlich nacheinander gewonnen werden, werden durch einen Analog/Digital-Wandler (A/D-Wandler) 19 in digitale Signale umgewandelt. Die digitalen Signale werden in einen Quadraturdetektor bzw. Quadraturdemodulator 20 eingespeist, durch den sie in komplexe Signale umgewandelt werden. Jedes der komplexen Signale wird an ein Filter 21 angelegt, durch das das komplexe Signal mit einer schmalbandigen Filterfunktion gefaltet wird, um hierdurch die Auflösung zu bestimmen. Wegen dieser Funktion wird dieses Filter nachfolgend als "AuflösungsfILTER" bezeichnet. Die Leistung des komplexen Signals wird durch das AuflösungsfILTER 21 detektiert, und es werden dessen spektrale Komponenten in einem Speicher 22 gespeichert. Die in dem Speicher 22 gespeicherten spektralen Komponenten werden über eine Steuereinrichtung (CPU) 23 an eine Anzeigeeinrichtung 16 angelegt, wodurch die spektralen Komponenten auf der Anzeigeeinrichtung 16 dargestellt werden. Die Steuereinrichtung 23 ist durch einen Mikrocomputer gebildet.

[0027] Ferner ist bei der in der vorstehend angegebenen JP 4-221777/1992 A der Spektralanalysator mit einem Kalibrierungsspeicher 24 versehen, durch den die Verfälschungen kompensiert werden, die infolge der Wobbelung mit einer hohen Rate auftreten, nämlich die Verringerung der spektralen Energie und auch der Frequenzverschiebungsfehler (Chirp), wobei dann das kompensierte Spektrum auf der Anzeige 16 dargestellt wird.

[0028] Damit findet sich bei der JP 4-221777/1992 A überhaupt kein Hinweis oder Vorschlag, daß der Nachteil der Leistungsverringerung und der Nachteil der Frequenzverschiebung, die durch die Wobbelung mit hoher Rate hervorgerufen werden, vermieden werden sollten. Vielmehr wird lediglich ein technisches Konzept vorgeschlagen, gemäß dem die bereits erzeugten Fehler kompensiert werden, um hierdurch die erhaltenen Daten scheinbar so darzustellen, als würde es sich um korrekte Daten handeln. Bei der JP 4-221777/1992 A wird darauf beharrt, daß die Wobbelrate als Ergebnis der mit hoher Rate erfolgenden Wobbelung zu  $2,266 \times RBW^2$  wird d. h., es gilt "die Wobbelrate ist gleich  $2,266 \times RBW^2$ ". Im Vergleich mit der herkömmlicherweise definierten Grenze für die Wobbelrate von  $0,5 \times RBW^2$  beträgt dieses Ergebnis für die Wobbelung mit hoher Rate ( $2,266 \times RBW^2$ ) lediglich ungefähr das Vierfache der herkömmlichen Wobbelrate von  $0,5 \times RBW^2$ , und es bleibt die quadratische Abhängigkeit der Wobbelrate von der Durchlaßbandbreite RBW des Auflösungsfilters bestehen. Es kann daher nicht festgestellt werden, daß tatsächlich eine Wobbelung mit einer wirklich hohen Geschwindigkeit erreicht worden ist.

[0029] Ein Spektralanalysator gemäß dem Oberbegriff des Patentanspruchs 4 ist aus der DE 197 34 040 A1 bekannt. Bei diesem Stand der Technik werden die beiden Frequenzumsetzer zur Grob- und Feinwobbelung eingesetzt. Der Hilfs-Überlagerungsszillator wird dabei immer nur gewobbelt, während der Wobbelvorgang des Haupt-Überlagerungsszillators unterbrochen ist.

[0030] Aus "Audio Analyzer UPA mit neuen Leistungsmerkmalen", Wolfgang Fischer in Neues von Rhode & Schwarz, Heft 118, Sommer 1987, Seiten 8–10, ist ein Spektralanalysator bekannt, bei dem wahlweise mit aufsteigenden oder absteigenden Frequenzen gewobbelt werden kann.

[0031] Es ist eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein Frequenzanalyseverfahren zu schaffen, das trotz eines schmalbandigen Auflösungsfilters eine hohe Wobbelgeschwindigkeit (Wobbelrate) erlaubt, und das es ermöglicht, die Abhängigkeit des Wobbelgeschwindigkeit vom Quadrat der Durchlaßbandbreite RBW zu eliminieren.

[0032] Es ist eine weitere Aufgabe der vorliegenden Erfindung, einen Wobbelpektralanalysator zu schaffen, bei dem das vorstehend angesprochene Frequenzanalyseverfahren zum Einsatz kommt und bei dem eine Wobbelung mit einer wirklich hohen Wobbelgeschwindigkeit erreicht wird.

[0033] Diese Aufgaben werden durch ein Verfahren gemäß Patentanspruch 1 bzw. einen Spektralanalysator gemäß Patentanspruch 4 bzw. 9 gelöst. Vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung sind Gegenstand der Unteransprüche.

[0034] Bei einem Ausführungsbeispiel wird die Frequenz eines Signals, das in ein AuflösungsfILTER einzuspeisen ist, das die schmalste Bandcharakteristik unter den Signalübertragungspfaden in dem Spektralanalysator aufweist, auf eine Frequenz festgelegt, die gleich der Mittelfrequenz des Auflösungsfilters ist, wobei ein Signal mit einer konstanten Frequenz herausgegriffen wird, bei dem es sich um eine Frequenzkomponente handelt, die in einem zu messenden Signal enthalten ist.

[0035] In Übereinstimmung mit dem Frequenzanalyseverfahren gemäß der vorliegenden Erfindung kann die Frequenz eines Signals, das in das mit einer schmalen Bandcharakteristik versehene AuflösungsfILTER einzuspeisen ist, auf die Mittelfrequenz des Durchlaßbands des Auflösungsfilters fest eingestellt werden. Als Ergebnis dessen kann das AuflösungsfILTER rasch ansprechen, da es überhaupt keinen Frequenzübergang bezüglich des Signals gibt, das durch das AuflösungsfILTER hindurchläuft. Die Grenze für die Wobbelrate wird damit schließlich zu  $0,5 \times Bd \times RBW$ .

[0036] Dabei ist mit Bd die Durchlaßbandbreite eines Schaltungsabschnitts (Elements) bezeichnet, der unter den in dem Spektralanalysator vorhandenen Signalübertragungspfaden die zweitschmalste Durchlaßbandbreite aufweist, die am nächsten bei derjenigen des Auflösungsfilters liegt. Üblicherweise liegt diese Durchlaßbandbreite bei einem Viertel der Abtastfrequenz eines A/D-Wandlers. Daher ist beispielsweise in einem Fall, in dem  $Bd = 10 \text{ kHz}$  ist und  $RBW = 10 \text{ Hz}$  ist, die Wobbelrate bei dem vorstehend erläuterten herkömmlichen Verfahren  $0,5 \times 10^2 = 5 \times 10$ , während die Wobbelrate gemäß der JP 4-221777/1992 A  $2,266 \times 10^2 = 22,66 \times 10$  beträgt. Im Unterschied hierzu weist die Wobbelrate bei der vorliegenden Erfindung den Wert  $0,5 \times 10 \times 10^3 \times 10 = 5 \times 10^4$  auf.

[0037] Daher kann mit der vorliegenden Erfindung eine hohe Wobbelrate erhalten werden, die ungefähr das Tausendfache der Wobbelrate bei dem herkömmlichen Verfahren beträgt. Ferner kann im Vergleich mit der JP 4-221777/1992 A eine hohe Wobbelrate erhalten werden, die ungefähr das 220-fache der bekannten beträgt.

[0038] Ausführungsbeispiele der Erfindung werden nachfolgend anhand der beiliegenden Zeichnungen näher erläutert.

[0039] Fig. 1 zeigt ein Blockschaltbild, in dem eine grundlegende Schaltungskonfiguration eines Wobbelpektralanalysators dargestellt ist, bei dem ein Frequenzanalyseverfahren gemäß der vorliegenden Erfindung eingesetzt werden kann;

[0040] Fig. 2 zeigt eine Wellenformdarstellung zur Erläuterung einer Chirp-Kompensation, die bei dem Frequenzanalyseverfahren gemäß der vorliegenden Erfindung eingesetzt werden kann;

[0041] Fig. 3 zeigt ein Blockschaltbild, in dem ein erstes abgeändertes Beispiel dargestellt ist, bei dem ein Detektor bzw. Demodulator zu der Schaltung in Fig. 1 hinzugefügt ist;

[0042] Fig. 4 zeigt ein Blockschaltbild, in dem ein zweites abgeändertes Ausführungsbeispiel gezeigt ist, bei dem zusätzlich noch ein logarithmischer Verstärker zu der Schaltung in Fig. 3 hinzugefügt ist;

[0043] Fig. 5 zeigt ein Blockschaltbild, in dem ein erstes Ausführungsbeispiel des Wobbelspektralanalysators dargestellt ist, bei dem das Frequenzanalyseverfahren gemäß der vorliegenden Erfindung zum Einsatz kommt;

[0044] Fig. 6 zeigt ein Blockschaltbild, in dem der interne Aufbau eines Frequenzumsetzers im einzelnen gezeigt ist, die bei dem Wobbelspektralanalysator zum Einsatz kommt, der in Fig. 5 dargestellt ist;

[0045] Fig. 7 zeigt eine Wellenformdarstellung zur Erläuterung einer Arbeitsweise des in Fig. 5 dargestellten Spektralanalysators;

[0046] Fig. 8 zeigt ein Blockschaltbild, in dem ein zweites Ausführungsbeispiel des Wobbelspektralanalysators dargestellt ist, bei dem das Frequenzanalyseverfahren gemäß der vorliegenden Erfindung zum Einsatz kommt;

[0047] Fig. 9 zeigt ein Blockschaltbild, in dem der innere Aufbau eines Frequenzumsetzers im einzelnen dargestellt ist, der bei dem Wobbelspektralanalysator zum Einsatz kommt, der in Fig. 8 gezeigt ist;

[0048] Fig. 10 zeigt ein Blockschaltbild, in dem ein drittes Ausführungsbeispiel des Wobbelspektralanalysators dargestellt ist, bei dem das Frequenzanalyseverfahren gemäß der vorliegenden Erfindung zum Einsatz kommt;

[0049] Fig. 11 zeigt ein Kennliniendiagramm zur Erläuterung einer Arbeitsweise des Wobbelspektralanalysators, der in Fig. 10 dargestellt ist;

[0050] Fig. 12 zeigt ein Kennliniendiagramm zur Erläuterung einer Arbeitsweise des Wobbelspektralanalysators, der in Fig. 10 dargestellt ist;

[0051] Fig. 13 zeigt ein Blockschaltbild, in dem ein grundlegender Schaltungsaufbau eines herkömmlichen Wobbelspektralanalysators dargestellt ist;

[0052] Fig. 14 zeigt ein Blockschaltbild, in dem ein grundlegender Schaltungsaufbau eines weiteren Beispiels eines herkömmlichen Wobbelspektralanalysators dargestellt ist;

[0053] Fig. 15 zeigt eine Vorderansicht eines Anzeigegeräts, auf dem eine als Beispiel dienende Anzeige zur Erläuterung einer Arbeitsweise des Wobbelspektralanalysators dargestellt ist, der in Fig. 14 gezeigt ist;

[0054] Fig. 16 zeigt eine Wellenformdarstellung zur Erläuterung der Arbeitsweise des Wobbelspektralanalysators, der in Fig. 13 dargestellt ist; und

[0055] Fig. 17 zeigt ein Blockschaltbild, in dem ein grundlegender Schaltungsaufbau eines weiteren, abgeänderten Beispiels eines herkömmlichen Wobbelspektralanalysators dargestellt ist.

[0056] Die bevorzugten Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung werden nun im einzelnen unter Bezugnahme auf die Fig. 1 bis 12 beschrieben.

[0057] Fig. 1 zeigt einen stark vereinfachten Schaltungsaufbau eines mit Wobbelung arbeitenden Spektralanalysators, bei dem ein Frequenzanalyseverfahren gemäß der vorliegenden Erfindung eingesetzt werden kann. Hierbei sind diejenigen, in Fig. 1 gezeigten Abschnitte oder Elemente, die den in den Fig. 13, 14 und 17 gezeigten Abschnitten oder Elementen entsprechen, mit den gleichen Bezugszeichen versehen, und es wird deren Erläuterung weggelassen, soweit sie nicht erforderlich ist.

[0058] Bei dem ersten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung ist ein Frequenzanalyseverfahren bereitgestellt, das die folgenden Schritte umfaßt: Multiplizieren eines Zwischenfrequenzsignals  $S_{IF}$  mit einem Hilfs-Überlagerungssignal XLO, wobei das Zwischenfrequenzsignal  $S_{IF}$  mittels einer Zeit/Frequenz-Wandlereinrichtung 18 erhalten worden ist, und die Wobbelrichtung des Hilfs-Überlagerungssignals XLO derjenigen des Haupt-Überlagerungssignals LO der Zeit/Frequenz-Wandlereinrichtung 18 entgegengesetzt ist; Herausgreifen einer Komponente mit konstanter Frequenz, die als Ergebnis der Multiplikationen erhalten wird, und die eine Spektralkomponente darstellt, die in einem zu messenden Signal  $S_{IN}$  enthalten ist.

[0059] Zur Realisierung eines solchen Frequenzanalyseverfahrens ist eine Frequenzumsetzeinrichtung 25 an der Ausgangsseite der Zeit/Frequenz-Wandlereinrichtung 18 vorgesehen, wie dies in Fig. 1 gezeigt ist. Die Frequenzumsetzeinrichtung 25 dient einer so genannten Chirp-Kompensation, d. h., einer Vermeidung der eingangs beschriebenen Frequenzverschiebung (Chirp). Diese Frequenzumsetzeinrichtung 25 kann durch einen Multiplizierer (Mischer) 25A und einen Hilfs-Überlagerungsszillator 25B gebildet sein. Der Hilfs-Überlagerungsszillator 25B erzeugt das Hilfs-Überlagerungssignal XLO, dessen Wobbelrichtung entgegengesetzt zu der des Haupt-Überlagerungssignals LO ist, das von dem Haupt-Überlagerungsszillator 13 abgegeben wird. Dieses Hilfs-Überlagerungssignal XLO wird mit dem Zwischenfrequenzsignal  $S_{IF}$  in dem Multiplizierer 25A multipliziert.

[0060] Wie bereits vorstehend angegeben, wird ein Zwischenfrequenzsignals  $S_{IF}$  von der Zeit/Frequenz-Wandlereinrichtung 18 jedesmal dann ausgegeben, wenn die Differenzfrequenz zwischen einer der Frequenzen  $f_1$ ,  $f_2$  und  $f_3$  der Frequenzkomponenten  $S_1$ ,  $S_2$  und  $S_3$  in dem zu messenden Signal  $S_{IN}$  und der Frequenz des Haupt-Überlagerungssignals LO in das Durchlaßband des Zwischenfrequenzfilters 14 fällt. Statt der Differenzfrequenz könnte auch die Summenfrequenz dieser Signale benutzt werden.

[0061] Bei der vorliegenden Erfindung ist die Wobbelrichtung des Hilfs-Überlagerungssignals XLO entgegengesetzt zu der Wobbelrichtung des Hilfs-Überlagerungssignals LO. Gleichzeitig ist der Wobbelhub des Hilfs-Überlagerungssignals gleich wie oder kleiner als die Durchlaßbandbreite des Zwischenfrequenzfilters 14.

[0062] Das Frequenzanalyseverfahren gemäß der vorliegenden Erfindung wird nun in größeren Einzelheiten unter Bezugnahme auf Fig. 2 beschrieben. Fig. 2A zeigt die Frequenzkomponenten  $S_1$ ,  $S_2$  und  $S_3$ , die in dem zu messenden Signal  $S_{IN}$  enthalten sind, das an den Eingangsanschluß 11 angelegt ist. Fig. 2B zeigt das Haupt-Überlagerungssignal LO, das von dem Haupt-Überlagerungsszillator 13 erzeugt wird, wenn ein sägezahnförmiges Signal  $S_w$ , das von einem Haupt-Sägezahngenerator 15 erzeugt wird, an den Haupt-Überlagerungsszillator 13 angelegt wird. Bei dem dargestellten Beispiel erzeugt der Haupt-Überlagerungsszillator 13 das Haupt-Überlagerungssignal LO auf der Basis des sägezahnförmigen Signals  $S_w$  derart, daß die Frequenz des Haupt-Überlagerungssignal LO über einen Frequenzbereich von 100 MHz bis 300 MHz verändert wird. Fig. 2C zeigt die Frequenzwobbelung des Hilfs-Überlagerungssignals XLO, das von dem Hilfs-Überlagerungsszillator 25B erzeugt und an den Multiplizierer 25A angelegt wird. In dem gezeigten Beispiel ist ein Fall dargestellt, bei dem die Durchlaßbandbreite  $\Delta f$  des Zwischenfrequenzfilters 14 gleich 2 MHz ( $\pm 1$  MHz)

ist. Die Durchlaßbandbreite  $\Delta f$  ist in Fig. 2D dargestellt. In diesem Beispielsfall wird der Wobbelhub des Hilfs-Überlagerungssignals XLO so gewählt, daß er gleich 2 MHz ist, d. h. von 3 MHz bis 1 MHz reicht. Weiterhin sind die Wobbelrate des Haupt-Überlagerungssignals und die Wobbelrate des Hilfs-Überlagerungssignals gleich. Durch diese Einstellungen wird erreicht, daß das Zeitintervall, das das Haupt-Überlagerungssignal LO für die Ausführung eines Wobbelhubs benötigt, und das Zeitintervall, das das Hilfs-Überlagerungssignal XLO zur Ausführung von 1000 Wobbelvorgängen benötigt, auf identischen Wert gebracht sind.

[0063] Hierbei sei nun angenommen, daß die Frequenz einer Frequenzkomponente  $S_1$ , die in einem zu messenden Signal  $S_{in}$  enthalten ist, gleich 91 MHz ist. Wenn das Haupt-Überlagerungssignal LO über einen Frequenzbereich von 1.00 bis 102 MHz gewobbelt wird, ändert sich die Frequenz des entsprechenden Zwischenfrequenzsignals  $S_{IF}$  von 9 MHz bis 11 MHz. Als Ergebnis dessen läuft dieses Signal durch das Zwischenfrequenzfilter 14 hindurch und wird an einen Eingangsanschluß des Multiplizierers 25A angelegt.

[0064] Wenn der Hilfs-Überlagerungsszillator 25B synchron mit dem Wobbelvorgang des Haupt-Überlagerungsszillators 13 gewobbelt wird, beginnt er mit einer Frequenz des Hilfs-Überlagerungssignals XLO von 3 MHz, wie dies in Fig. 2C gezeigt ist, wenn die Frequenz des Zwischenfrequenzsignals  $S_{IF}$  gleich 9 MHz ist (siehe diesbezüglich Fig. 2F). Daher ist die Summe aus den beiden Frequenzen gleich 12 MHz.

[0065] Wenn die Frequenz des Zwischenfrequenzsignals  $S_{IF}$  (siehe hierzu Fig. 2E) gleich 10 MHz ist, wird die Frequenz des Hilfs-Überlagerungssignals XLO zu 2 MHz. Daher ist die Summe aus den beiden Frequenzen wiederum gleich 12 MHz.

[0066] Wenn die Frequenz des Zwischenfrequenzsignals  $S_{IF}$  zu 11 MHz wird, wird die Frequenz des Hilfs-Überlagerungssignals XLO zu 1 MHz. Daher ist die Summe aus den beiden Frequenzen erneut gleich 12 MHz.

[0067] Wenn das Zwischenfrequenzsignals  $S_{IF}$  mit sich ändernder Frequenz mit dem Hilfs-Überlagerungssignal XLO multipliziert wird, um hierdurch eine Signalkomponente zu erhalten, deren Frequenz der Summe der beiden entspricht, kann in dieser Weise eine Signalkomponente  $S_{OUT}$  herausgegriffen werden, deren Frequenz konstant bleibt (Fig. 2G). Wenn die Mittenfrequenz des Durchlaßbands des dem Multiplizierer 25A folgenden Auflösungsfilters 21 bei diesem Beispiel auf 12 MHz eingestellt ist, kann daher die Signalkomponente  $S_{OUT}$  mit konstanter Frequenz erhalten werden, die die Summe der Frequenzen der beiden Signale darstellt. Bei dem in Fig. 1 dargestellten Beispiel wird die Hüllkurve  $A_1$  dieser Signalkomponente  $S_{OUT}$  durch die Anzeigeeinrichtung 16 als Spektralkomponente  $S_1$  angezeigt.

[0068] Wie aus den vorstehenden Erläuterungen ersichtlich ist, ist es ausreichend, wenn das AuflösungsfILTER 21 die Signalkomponente  $S_{OUT}$  herausgreift. Selbst wenn das Durchlaßband des Auflösungsfilters 21 ausreichend schmal ist, ist demzufolge eine rasche Antwort möglich. Als Ergebnis dessen greift das AuflösungsfILTER 21 lediglich die Signalkomponente konstanter Frequenz heraus, selbst wenn die Wobbelrate des Haupt-Überlagerungsszillators erhöht wird. Das AuflösungsfILTER 21 kann daher ausreichend ansprechen.

[0069] Ferner ist darauf hinzuweisen, daß in der vorstehenden Beschreibung ein Fall erläutert ist, bei dem die Frequenz einer Frequenzkomponente  $S_1$  in einem zu messenden Signal exakt in der Mitte des Wobbelhubs des Hilfs-Überlagerungssignals XLO liegt. Der gleiche Ablauf wie in dem vorstehend beschriebenen Fall kann jedoch auch in einer Situation ausgeführt werden, bei der eine Frequenzkomponente, wie etwa die in Fig. 2 gezeigten Frequenzkomponenten  $S_2$  und  $S_3$ , nicht in die Mitte des Wobbelhubs des Hilfs-Überlagerungssignals XLO fällt und sich demzufolge der Frequenzbereich über zwei Hilfs-Überlagerungssignale XLO erstreckt.

[0070] Bei dem in Fig. 1 gezeigten Aufbau wird das von dem AuflösungsfILTER 21 abgegebene Ausgangssignal direkt an den Vertikaleingangsanschluß Y der Anzeigeeinrichtung 16 angelegt. Falls jedoch, wie in Fig. 3 gezeigt ist, ein Demodulator 17 an der Ausgangsseite des Auflösungsfilters 21 angeordnet ist, um das Ausgangssignal des Auflösungsfilters 21 zu demodulieren, werden durch die Anzeigeeinrichtung 16 die demodulierten unipolaren Hüllkurven als die Spektralkomponenten  $S_1$ ,  $S_2$  und  $S_3$  dargestellt, wie dies gezeigt ist. Falls ferner gemäß der Darstellung in Fig. 4 ein logarithmischer Verstärker Log zusätzlich an der Eingangsstufe des Demodulators 17 eingefügt ist, kann die spektrale Intensität, die durch die Anzeigeeinrichtung 16 angezeigt wird, in logarithmischer Darstellung ausgedrückt werden.

[0071] Hierbei ist anzumerken, daß jede der Gestaltungen der Vorrichtung, die in den Fig. 1, 3 und 4 als Beispiel gezeigt sind, den einfachsten grundlegenden Aufbau repräsentiert, der für den Zweck einer sehr fundamentalen Beschreibung gezeigt ist. In der Praxis sind zu diesen grundlegenden Gestaltungen verschiedene Komponenten hinzugefügt. Dies bedeutet, daß bei der in Fig. 1 gezeigten grundlegenden Ausgestaltung die Erläuterung unter der Annahme vorgestellt wird, daß das gesamte Durchlaßband des Zwischenfrequenzfilters 14 einem in umgekehrter Richtung erfolgenden Wobbelvorgang des Hilfs-Überlagerungssignals XLO unterzogen wird, und daß das Frequenzspektrum nach einem Chirp-Kompensationsvorgang dargestellt wird. In der Praxis wird jedoch die Durchlaßbandbreite des Zwischenfrequenzfilters 14 in Teilbänder unterteilt, für die je eine Chirp-Kompensation ausgeführt wird, und es wird ein Abtast- und Haltevorgang für das Ergebnis der einzelnen Chirp-Kompensationen ausgeführt. Anschließend werden dann die einzelnen abgetasteten und gehaltenen Ergebnissen zusammengeführt und als ein Frequenzspektrum dargestellt.

[0072] In Fig. 5 ist ein Blockschaltbild gezeigt, das ein erstes Ausführungsbeispiel eines WobbelSpektralanalysators gemäß der vorliegenden Erfindung veranschaulicht. Bei dem in Fig. 5 gezeigten ersten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung ist ein Beispiel des Spektralanalysators gezeigt, bei dem vier Frequenzumsetzer  $27_1$  bis  $27_4$  parallel zu einander an die Ausgangsseite der Zeit/Frequenz-Wandlereinrichtung 18 angeschlossen sind, ein Zwischenfrequenzsignal  $S_{IF}$  der Chirp-Kompensation mit Hilfe jedes der vier Frequenzumsetzer  $27_1$  bis  $27_4$  mit einer geringfügigen Zeitdifferenz zwischen den einzelnen Frequenzumsetzern unterzogen wird, und ein Abtast- und Haltevorgang für die detektierte bzw. demodulierte Ausgabe ausgeführt wird, die Komponenten mit konstanter Frequenz aufweist, die durch die einzelnen Chirp-Kompensationsvorgänge herausgegriffen worden sind. Die bei der Abtast- und Halteverarbeitung erhaltenen Ergebnisse werden durch einen Abtaster bzw. Multiplexer 28 in sequentieller Reihenfolge ausgegeben, wobei diese abgetasteten und gehaltenen Werte in einer gemeinsamen Abtast- und Halteschaltung 29 in der sequentiellen Reihenfolge erfaßt werden. Spannungsabtastwerte, die von der Abtast- und Halteschaltung 29 ausgegeben werden, werden an ein Tiefpaßfilter 30 angelegt, und von diesem in Form eines kontinuierlichen Spannungssignals abgegeben. Dieses kontinuierliche Spannungssignal wird dann an den Y Eingangsanschluß der Anzeigeeinrichtung 16 angelegt.

[0073] Fig. 6 zeigt den Aufbau eines der Frequenzumsetzer 27<sub>1</sub> bis 27<sub>4</sub>, die bei dem ersten Ausführungsbeispiel verwendet werden, das in der vorstehend erläuterten Weise aufgebaut ist. Da jeder der vier Frequenzumsetzer 27<sub>1</sub> bis 27<sub>4</sub> den gleichen Schaltungsaufbau besitzt, ist in Fig. 6 lediglich der Schaltungsaufbau eines der Frequenzumsetzer gezeigt.

[0074] Das in Fig. 6 gezeigte Beispiel betrifft einen Fall, bei dem ein logarithmischer Verstärker Log zwischen dem Auflösungsfilter 21 und dem Demodulator 17 angeordnet ist und eine Abtast- und Halteschaltung 34 an der Ausgangsseite des Demodulators 17 vorgesehen ist, wobei der von der Abtast- und Halteschaltung 34 abgegebene Wert den Ausgangswert des jeweiligen der Frequenzumsetzer 27<sub>1</sub> bis 27<sub>4</sub> darstellt. Weiterhin ist eine Verzögerungsschaltung 35 in den Taktzufuhrpfad eingefügt, der zum Anlegen von Abtastimpulsen von einem Takteingangsanschluß CK zur Abtast- und Halteschaltung 34 des jeweiligen Frequenzumsetzers 27<sub>1</sub> bis 27<sub>4</sub> führt. Die Verzögerungszeit der Verzögerungsschaltung 35 entspricht der Zeitspanne ab dem Zeitpunkt, zu dem von dem Takteingangsanschluß CK her ein Triggersignal an den Hilfs-Sägezahngenerator 26 angelegt wird, bis zu einem Zeitpunkt, zu dem der Hilfs-Sägezahngenerator 26 einen Wobbelvorgang beendet. Daher wird ein Abtastimpuls an die Abtast- und Halteschaltung 34 zum Zeitpunkt des Endes der Chirp-Kompensation angelegt, die in jedem der Frequenzumsetzer 27<sub>1</sub> bis 27<sub>4</sub> ausgeführt wird, wobei das demodulierte Ausgangssignal, das zum Zeitpunkt des Abschlusses der Chirp-Kompensation vorhanden ist, durch die Abtast- und Halteschaltung 34 gehalten wird.

[0075] Von einem Frequenzteiler 32, der in Fig. 5 gezeigt ist, werden Taktsignale erzeugt, die an die Takteingangsanschlüsse CK der Frequenzumsetzer 27<sub>1</sub> bis 27<sub>4</sub> angelegt werden. Der Frequenzteiler 32 ist bei diesem Beispiel ein 1 : 4 Frequenzteiler. Der Frequenzteiler 32 gibt an seinem Ausgang Takte P<sub>1</sub> bis P<sub>4</sub> für vier gegeneinander versetzte Phasen ab, wie dies in Fig. 7B gezeigt ist. Diese Takte P<sub>1</sub> bis P<sub>4</sub> werden an die jeweiligen Takteingangsanschlüsse CK der entsprechenden Frequenzumsetzer 27<sub>1</sub> bis 27<sub>4</sub> angelegt. Genauer gesagt wird der Takt P<sub>1</sub> an den Frequenzumsetzer 27<sub>1</sub> angelegt. Der nächste Takt P<sub>2</sub> wird in den Frequenzumsetzer 27<sub>2</sub> eingespeist. Der nachfolgende Takt P<sub>3</sub> wird an den Frequenzumsetzer 27<sub>3</sub> angelegt. Der nächste Takt P<sub>4</sub> wird an den Frequenzumsetzer 27<sub>4</sub> angelegt.

[0076] Mit jedem der Takte P<sub>1</sub> bis P<sub>4</sub> wird der Hilfs-Sägezahngenerator 26 des entsprechenden Frequenzumsetzers getriggert, und es werden vierphasige inverse Sägezahnsignale (d. h. Sägezahnsignale, deren Amplitude sich allmählich verringert) SUB<sub>SW1</sub> bis SUB<sub>SW4</sub> erzeugt, wie dies in Fig. 7C dargestellt ist. Diese inversen Sägezahnsignale SUB<sub>SW1</sub> bis SUB<sub>SW4</sub> werden an die Hilfs-Überlagerungssozillatoren 25B der entsprechenden Frequenzumsetzeinrichtungen 25 angelegt. Jeder der Hilfs-Überlagerungssozillatoren 25B erzeugt ein Hilfs-Überlagerungssignal XLO, das an einen Mischer 25A angelegt wird. Aufgrund dieser Vorgehensweise wird in jedem der Frequenzumsetzer 27<sub>1</sub> bis 27<sub>4</sub> eine Chirp-Kompensation ausgeführt. Am Ende der jeweiligen Chirp-Kompensation wird ein demoduliertes Ausgangssignal, das von dem Demodulator 17 abgegeben wird, durch die Abtast- und Halteschaltung 34 gehalten.

[0077] Die entsprechenden Spannungsabtastwerte der einzelnen Frequenzumsetzer 27<sub>1</sub> bis 27<sub>4</sub> werden durch den Abtaster bzw. Multiplexer 28 in der sequentiellen Reihenfolge und mit der Periode des Taks CL herausgegriffen und an die Abtast- und Halteschaltung 29 angelegt. Weiterhin können diese Spannungsabtastwerte von der Abtast- und Halteschaltung 29 mit Hilfe des Tiefpaßfilters 30 in Form eines kontinuierlichen Spannungssignals herausgeführt werden. Folglich kann ein Spannungssignal erhalten werden, das ein Spektrum repräsentiert.

[0078] Der Wobbelhub bei dem Vorgang der Chirp-Kompensation ist in diesem Fall auf eine Bandbreite eingestellt, die gleich groß wie oder geringfügig kleiner als die Bandbreite des Zwischenfrequenzsignals S<sub>IF</sub> ist, das von der Zeit/Frequenz-Wandlereinrichtung 16 abgegeben wird. Kurz gesagt, ist es während des Vorgangs der Chirp-Kompensation in jedem der Frequenzumsetzer 27<sub>1</sub> bis 27<sub>4</sub> selbst dann, wenn die Frequenz des Zwischenfrequenzsignals S<sub>IF</sub> an einer beliebigen Frequenzposition in der Durchlaßbandbreite des Zwischenfrequenzfilters 14B liegt, ausreichend, daß in jedem der Frequenzumsetzer 27<sub>1</sub> bis 27<sub>4</sub> die Bedingung erfüllt ist, daß ohne jegliche Ausnahme das Zwischenfrequenzsignal erhalten bzw. erfaßt wird. Ferner erübrigt es sich, festzustellen, daß die Anzahl von Frequenzumsetzern 27<sub>1</sub> bis 27<sub>4</sub> nicht auf vier beschränkt ist, sondern daß auch jede beliebige andere Zahl gewählt werden kann, die größer als zwei ist. Zudem ist es auch ausreichend, wenn die Frequenz des Taks CL so gewählt wird, daß die Wobbelzeit des Haupt-Überlagerungssozillators in beispielsweise 100 oder mehr gleich große Zeitperioden unterteilt werden kann.

[0079] Weiterhin ist in der Zeit/Frequenz-Wandlereinrichtung 18, die in Fig. 5 dargestellt ist, ein Schaltungsaufbau gezeigt, bei dem ein mit festgelegter Frequenz arbeitender Überlagerungssozillator 13B vorgesehen ist. Jedoch ist dieser Überlagerungssozillator 13B allein für den Zweck vorgesehen, die Frequenz des Zwischenfrequenzsignals S<sub>IF</sub>, das von der Zeit/Frequenz-Wandlereinrichtung 18 abgegeben wird, durch die Schwingfrequenz des Überlagerungssozillators 13B nach oben oder nach unten zu verschieben, um hierdurch ein Spiegelsignal zu beseitigen. Der dargestellte Aufbau veranschaulicht daher lediglich ein einfaches Beispiel für die Verschiebung der Frequenz des Zwischenfrequenzsignals S<sub>IF</sub>, wobei dieser Aufbau mit den wesentlichen Punkten der Erfindung nicht in Zusammenhang steht.

[0080] In Fig. 8 ist ein Blockschaltbild gezeigt, das ein zweites Ausführungsbeispiel des Spektralanalysators veranschaulicht, bei dem das Frequenzanalyseverfahren gemäß der vorliegenden Erfindung zum Einsatz kommt. Bei diesem zweiten Ausführungsbeispiel ist ein Quadraturdemodulator 20 im Anschluß an die Zeit/Frequenz-Wandlereinrichtung 18 vorgesehen, so daß das Zwischenfrequenzsignal S<sub>IF</sub>, das von der Zeit/Frequenz-Wandlereinrichtung 18 ausgegeben wird, durch den Quadraturdemodulator 20 einer Quadraturdemodulation unterzogen wird, um hierdurch ein komplexes Signal zu bilden, das aus einem Realteil I und einem Imaginärteil Q besteht. Die Signalkomponenten, d. h. der Realteil I und der Imaginärteil Q dieses komplexen Signals werden an eine Mehrzahl von Frequenzumsetzern 27<sub>1</sub> bis 27<sub>4</sub> angelegt, die parallel geschaltet sind (bei diesem Ausführungsbeispiel sind vier Frequenzumsetzer vorhanden). In jedem der Frequenzumsetzer 27<sub>1</sub> bis 27<sub>4</sub> wird eine Chirp-Kompensation sowohl bei dem Realteil I als auch bei dem Imaginärteil Q durchgeführt. Nach der Chirp-Kompensation wird  $I^2 + Q^2$  gebildet, um hierdurch die Leistung zu berechnen, wonach dann die erhaltenen Leistungswerte durch den Abtaster bzw. Multiplexer 28 in sequentieller Reihenfolge dadurch herausgegriffen werden, daß die Abtastzeitpunkte jeweils geringfügig gegeneinander versetzt werden um diese Leistungswerte dann zu der gemeinsamen Abtast- und Halteschaltung 29 zu speisen. Ferner werden diese Leistungswerte in ein kontinuierliches Signal umgewandelt und an den Vertikaleingangsanschluß Y der Anzeigeeinrichtung 16 angelegt, um hierdurch das Frequenzspektrum des zu messenden Signals S<sub>in</sub> anzuzeigen.

[0081] Fig. 9 zeigt den Aufbau eines der Frequenzumsetzer 27<sub>1</sub> bis 27<sub>4</sub>, die bei dem vorstehend beschriebenen zweiten

Ausführungsbeispiel benutzt werden. Da alle vier Frequenzumsetzer 27<sub>1</sub> bis 27<sub>4</sub> jeweils den gleichen Schaltungsaufbau besitzen, ist in Fig. 9 lediglich der Schaltungsaufbau für einen der Frequenzumsetzer dargestellt.

[0082] Die Frequenzumsetzeinrichtung 25 umfaßt vier Multiplizierer (Mischer) 25A<sub>1</sub> bis 25A<sub>4</sub>, einen Hilfs-Überlagerungsoszillator 25B und einen  $\pi/4$  Phasenschieber 25C und führt eine Chirp-Kompensation sowohl bezüglich des Realteils I als auch bezüglich des Imaginärteils Q des eingegebenen komplexen Signals aus. Der Realteil I wird an die Multiplizierer 25A<sub>1</sub> und 25A<sub>3</sub> angelegt, während der Imaginärteil Q an die Multiplizierer 25A<sub>2</sub> und 25A<sub>4</sub> angelegt wird. Zusätzlich wird das von dem Hilfs-Überlagerungsoszillator 25B abgegebene, umgekehrt gewobbelte Hilfs-Überlagerungs signal an die Multiplizierer 25A<sub>1</sub> und 25A<sub>4</sub> direkt und an die Multiplizierer 25A<sub>2</sub> und 25A<sub>3</sub> über den  $\pi/4$  Phasenschieber 25C angelegt. Vom Addierer 37A wird ein Signal, das als Ergebnis der Chirp-Kompensation des Imaginärteils Q erhalten wird, von demjenigen Signal subtrahiert, das als Ergebnis der Chirp-Kompensation des Realteils I erhalten wird, wobei durch diesen Subtraktionsvorgang ein Verfahren zum Einstellen der Komponente des Realteils I auf ein stabiles Basisbandsignal (ein Signal, das eine Gleichstromkomponente enthält) ausgeführt wird. Der Addierer 37B führt einen Prozeß zum Einstellen der Komponente des Imaginärteils Q auf ein stabiles Basisbandsignal durch.

[0083] Dies heißt, daß die Komponenten des Realteils I und des Imaginärteils Q, die einer Quadraturdemodulation unterzogen sind und von dem Quadraturdemodulator 20 abgegeben werden, naturgemäß eine Charakteristik haben, die sie als Basisbandsignale geeignet macht. Jedoch kann es sich als schwierig erweisen, ein stabiles Basisbandsignal zu erhalten, was beispielsweise auf das Auftreten von Schwebungsfrequenzen oder dergleichen während des Vorgangs der Chirp-Kompensation zurückzuführen ist. Aus diesem Grund ist der Spektralanalysator bei diesem zweiten Ausführungsbeispiel derart aufgebaut, daß das als Ergebnis der Chirp-Kompensation des Imaginärteils Q erhaltene Signal von dem als Ergebnis der Chirp-Kompensation des Realteils I erhaltenen Signal subtrahiert wird, so daß als Ergebnis ein stabiles kompensierte Signal des Realteils I gewonnen wird. Im Hinblick auf den Imaginärteil Q ist der Addierer 37B aus dem gleichen Grund vorgesehen. In dem Addierer 37B werden das als Ergebnis der Chirp-Kompensation des Imaginärteils Q erhaltene Signal und das als Ergebnis der Chirp-Kompensation des Realteils I erhaltene Signal addiert, um hierdurch ein stabiles Basisbandsignal zu gewinnen.

[0084] Daher wird für jedes der AuflösungsfILTER 21A und 21B jeweils ein Tiefpaßfilter benutzt. Die Basisbandsignale werden von diesen Auflösungsfilttern 21A und 21B abgegeben. Jeder der Multiplizierer 38A und 38B stellt eine Quadrierschaltung dar. Das Quadrat des Realteils, d. h.  $I^2$ , und das Quadrat des Imaginärteils Q, d. h.  $Q^2$ , werden durch die Quadrierschaltungen 38A bzw. 38B gebildet. Diese quadrierten Werte werden dann durch den Addierer 39 addiert, um hierdurch die Leistung  $I^2 + Q^2$  zu erhalten.

[0085] Die Leistung  $I^2 + Q^2$ , die von dem Addierer 39 gebildet wird, wird an den logarithmischen Verstärker Log angelegt, so daß sie logarithmisch verstärkt wird. Die logarithmisch verstärkte Leistung wird durch den Demodulator 17 demoduliert, und das Demodulationsausgangssignal wird durch die Abtast- und Halteschaltung 34 abgetastet und gehalten. Das von der Abtast- und Halteschaltung 34 abgegebene Ausgangssignal SH wird von dem Abtaster bzw. Multiplexer 28 abgetastet. Bei diesem zweiten Ausführungsbeispiel wird ein Abtastimpuls für die Abtast- und Halteschaltung 34 von der Verzögerungsschaltung 35 um eine Zeitspanne verzögert wird, die der für die Chirp-Kompensation benötigten Zeitspanne entspricht, so daß der Abtastvorgang zu einem Zeitpunkt ausgeführt wird, der in der Nähe des Endzeitpunkts des die Chirp-Kompensation ausführenden Ablaufs liegt.

[0086] Wenn der Spektralanalysator, wie bei dem zweiten Ausführungsbeispiel, derart aufgebaut ist, daß ein Zwischenfrequenzsignal S<sub>IF</sub> einer Quadraturdemodulation unterzogen wird, die komplexen Daten I und Q, die durch die Quadraturdemodulation erhalten worden sind, einer separaten Kompensation durch die Chirp-Kompensation unterzogen werden, und die Leistung  $I^2 + Q^2$  berechnet wird, wird der Vorteil erhalten, daß ein Spektrum ermittelt werden kann, das ein exaktes Leistungsverhältnis aufweist.

[0087] Anders ausgedrückt, wird bei den in den Fig. 1, 3, 4 und 5 gezeigten Beispielen lediglich der Realteil, exakt gesagt, verarbeitet, so daß demzufolge nicht festgestellt werden kann, daß ein exaktes Leistungsverhältnis des Spektrums dargestellt wird. Wenn jedoch eine exakte Darstellung des Spektrums gewünscht wird, wird der Spektralanalysator gemäß dem zweiten Ausführungsbeispiel benutzt, der in Fig. 8 dargestellt ist.

[0088] Jedes der vorstehend beschriebenen Ausführungsbeispiele stellt eine Ausführungsform des Spektralanalysators dar, die durch analoge Schaltungen gebildet ist. In der Realität läßt sich jedoch dann, wenn die Einfachheit oder ähnliche Gesichtspunkte der Chirp-Kompensation berücksichtigt werden, ein vereinfachter Schaltungsaufbau dadurch erhalten, daß der sich an die Zeit/Frequenz-Wandlereinrichtung 18 ausgangsseitig anschließende Abschnitt durch digitale Schaltungen gebildet wird.

[0089] In Fig. 10 ist ein drittes Ausführungsbeispiel des WobbelSpektralanalysators gemäß der vorliegenden Erfindung dargestellt, bei dem der sich an die Zeit/Frequenz-Wandlereinrichtung 18 ausgangsseitig anschließende Abschnitt durch digitale Schaltungen gebildet ist. Bei dem dritten Ausführungsbeispiel ist ein A/D-Wandler 19 an dem Ausgang der Zeit/Frequenz-Wandlereinrichtung 18 angeordnet. Das Zwischenfrequenzsignal S<sub>IF</sub>, das von der Zeit/Frequenz-Wandlereinrichtung 18 abgegeben wird, wird in ein digitales Signal umgewandelt, und das erhaltene Ausgangssignal wird einer Quadraturdemodulation durch den Quadraturdemodulator 20 unterzogen, um hierdurch die bereits erläuterten komplexen Signale I und Q zu gewinnen.

[0090] Die komplexen Signale I und Q, die durch den Quadraturdemodulator 20 gebildet werden, werden z. B. an eine Datenwähleinrichtung 42 angelegt, die als ein Dezimierungsfilter bezeichnet wird und die zum Beseitigen der Hochpaßkomponenten aufgrund der Tiefpaßcharakteristik der Datenwähleinrichtung 42 ausgelegt ist. Aufgrund dieses Ablaufs wird das Datenvolumen reduziert, und es werden die Speicherkapazität und die Rechenbelastung, die in der nachfolgenden Stufe und im Anschluß hieran benötigt werden, verringert.

[0091] Die komplexen Signale, deren Datenumfang durch die Datenwähleinrichtung 42 beschränkt worden ist, werden vorübergehend in dem Pufferspeicher 43 gespeichert. Diese komplexen Signale werden dann an die eine Chirp-Kompensation ausführende Kompensationseinrichtung 25' angelegt, in der Frequenzübergänge einem Offset bzw. einer Verschiebung unterzogen werden. Damit werden die komplexen Signale derart festgelegt, daß sie eine konstante Frequenz aufweisen.

[0092] Die eine Kompensationseinrichtung 25' kann einen Rechenvorgang unter Benutzung der komplexen, in dem Pufferspeicher 43 gespeicherten Signale ausführen, wobei sie gewissermaßen in die Vergangenheit zurückgeht. Im Hinblick auf diesen Gesichtspunkt ist es nicht notwendig, viele Frequenzumsetzer 27<sub>1</sub> bis 27<sub>4</sub> vorzusehen, wie dies bei der analogen Schaltung der Fall ist. Dies ist der Grund dafür, daß die Schaltung durch eine digitale Schaltungsanordnung vereinfacht wird.

[0093] Die komplexen Signale, die der Chirp-Kompensation unterzogen wurden, werden durch das Auflösungsfilter 21 einer Frequenzbegrenzung unterzogen, und es wird weiterhin deren Quadratsumme berechnet. Als Ergebnis wird der Quadratsummen-Ausgangswert in dem Speicher 22 als eine spektrale Komponente gespeichert.

[0094] Die in dem Speicher 22 gespeicherten spektralen Komponenten werden aus diesem durch eine Steuereinrichtung 23 ausgelesen, die durch ein Computersystem gebildet ist, und werden dann für ihre Anzeige an die Anzeigeeinrichtung 16 angelegt. Zusätzlich werden die spektralen Komponenten bei Bedarf über einen Eingangs/Ausgangs-Port 46 zu externen Geräten übertragen.

[0095] Falls sowohl die Kompensationseinrichtung 25' als auch das Auflösungsfilter 21 durch digitale Schaltungen gebildet sind, können arithmetische und logische Schaltungen bzw. Rechenschaltungen benutzt werden. Demzufolge können die Chirp-Kompensation und die Frequenzbegrenzung seitens des Auflösungsfilters durch arithmetische und logische Verarbeitungsprozesse bewerkstelligt werden.

[0096] Im folgenden werden unter Verwendung von Gleichungen die von den digitalen Schaltungen ausgeführten arithmetischen Verarbeitungsschritte und die Tatsache, daß ein Wobbelvorgang mit hoher Rate tatsächlich möglich ist, klar dargelegt.

[0097] Zunächst wird der Signalfluß in dem Spektralanalysator unter Verwendung von Gleichungen erläutert.

[0098] Ein Überlagerungssignal L(t), das von dem Haupt-Überlagerungsszillator 13 ausgegeben wird, läßt sich durch die Gleichung (1) beschreiben:

$$L(t) = \exp[-j(\sigma t^2 + at + \theta_0)] \quad (1)$$

[0099] Hierbei gelten die folgenden Definitionen:

SP = Wobbelhub;

TS = Wobbelzeit;

a: Überlagerungsfrequenz zum Zeitpunkt t = 0;

$\sigma = SP/2TS$ ;

t = -Ts/2 bis Ts/2;

$\theta_0$ : Anfangsphase.

[0100] Wenn ein Basisbandsignal an das Auflösungsfilter 21 angelegt wird, ohne einer Chirp-Kompensation unterzogen zu werden, und wenn die Frequenzbänder der Impulsantwort h(t) des Zwischenfrequenzfilters 14 und der Impulsantwort d(t) der Datenwähleinrichtung 42 im Vergleich mit dem Frequenzband der Impulsantwort g(t) des Auflösungsfilters 21 ausreichend breit sind, und wenn der Einfluß von diesen Frequenzbändern vernachlässigt wird, läßt sich das Zwischenfrequenzsignal IF<sub>0</sub>(t) durch die folgende Gleichung (2) ausdrücken:

$$IF_0(t) = f(t) \times \exp[-j(\sigma t^2 + at + \theta_0)] \quad (2)$$

[0101] Wenn angenommen wird, daß das Signal IF<sub>0</sub>(t) direkt in das Auflösungsfilter 21 eingespeist wird, läßt sich das abschließend erhaltene Zwischenfrequenzsignal IF<sub>g</sub>(t), das am Ausgang des Auflösungsfilters 21 abgegeben wird, durch die folgende Gleichung (3) beschreiben:

$$IF_g(t) = IF_0(t)g(t)$$

$$IF_g(t) = f(t) \times \exp[-j(\sigma t^2 + at + \theta_0)] * g(t)$$

$$IF_g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) \exp[-j(\sigma \tau^2 + a\tau + \theta_0)] g(t - \tau) d\tau \quad (3)$$

[0102] In der Gleichung (3) gilt:

$\sigma = 0$ ,  $L(t) = \exp[-jat]$  (Frequenz ist konstant).

[0103] Wenn die Kennlinie h(t) des Zwischenfrequenzfilters 14 im Frequenzbereich eine Deltafunktion  $\delta(\omega)$  ist und h(t) den Wert h(t) = 1 besitzt (Bedingung (A)), wird die nachstehend angegebene Gleichung (4) erhalten:

$$IF_g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) e^{-j(a\tau + \theta_0)} d\tau \\ = F(-a/2\pi) \quad (4)$$

[0104] Dies stellt nichts anderes als das Ergebnis der Fourier-Transformation eines zu messenden Signals f(t) dar, das an den Einganganschluß 11 angelegt wird.

[0105] Die Gleichung (4) zeigt, daß IF<sub>g</sub>(t) die Frequenzkomponente bei der Überlagerungsfrequenz (-a/2π) ohne Abhängigkeit von der Zeit ist. Jedoch trifft dies nur dann zu, wenn die Bedingung (A) erfüllt ist. In der Realität ist  $\sigma$  nicht gleich Null, und g(t) ist keine Deltafunktion. Daher müssen einige Fehler hingenommen werden.

[0106] Wenn eine Mehrzahl von Zeit/Frequenz-Wandlereinrichtungen 18 in Kaskade geschaltet sind, wird die Frequenz a in der Gleichung (4) lediglich verschoben.

[0107] Wenn nun angenommen wird, daß ein Chirp-Kompensationssignal u(t) zum Versetzen des Frequenzhubs des

Haupt-Überlagerungsszillators 13 durch die nachstehend angegebene Gleichung (5) ausgedrückt ist:

$$u(t) = \exp[j\sigma(t - t_0)^2] \quad (5)$$

5 und wenn  $\Pi_0(t)$  mit  $u(t)$  mit einem Zeitpunkt  $t_0$  als Zentrum multipliziert wird, wird die nachstehend angegebene Gleichung (5') erhalten:

$$\Pi_0 u(t) = f(t) \times \exp[-j(a + 2\sigma t_0)t + \theta_0 - \sigma t_0^2] \quad (5')$$

10 [0108] Ferner wird die Kennlinie  $g(t)$  des Auflösungsfilters 21 auf die Gleichung (5') für den als das Zentrum dienenden Zeitpunkt  $t_0$  angewendet:

$$15 \quad \text{IFg}(t_0) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \exp[-j(a + 2\sigma t_0)t + \theta_0 - \sigma t_0^2] g(t - t_0) dt$$

$$16 \quad \text{IFg}(t_0) = F(a + 2\sigma t_0) * G(a + 2\sigma t_0) \times \exp[j(\sigma t_0^2 - \theta_0)] \quad (6)$$

[0109] Daher wird  $\text{IFg}(t)$  als Faltung des Frequenzgangs  $G(\omega)$  (Ergebnis der Fourier-Transformation von  $g(t)$ ) mit dem Ergebnis der Fourier-Transformation des zu messenden Signals  $f(t)$  betrachtet. Dies hängt nicht von dem Zeitpunkt  $t$  ab, 20 sondern ist vielmehr von dem zentralen Zeitpunkt  $t_0$  abhängig, für den die Chirp-Kompensation eingesetzt wird (siehe hierzu Fig. 11).

[0110] Der absolute Wert von  $\text{IFg}(t)$  ist nichts anderes als ein Leistungsspektralwert des zu messenden Signals  $f(t)$ .

[0111] Bei dem herkömmlichen analogen Wobbelverfahren muß die Wobbelrate umgekehrt proportional zu dem Quadrat der Auflösungsbandbreite der Kennlinie  $g(t)$  des Auflösungsfilters 21 verringert werden. Demgegenüber ist gemäß 25 der vorliegenden Erfindung eine höhere Rate möglich, die um das (Bandbreite von  $h(t)$ )/(Bandbreite von  $g(t)$ )-fache höher ist als die vorstehend angegebene Rate.

[0112] Nachfolgend wird die Kompensationseinrichtung 25 unter Benutzung von Gleichungen erläutert. Ein Zwischenfrequenzsignal  $\text{IF}_0(t)$ , das in die Kompensationseinrichtung 25 eingespeist wird, ist ein "Chirp-Signal", bei dem die Frequenz proportional mit der Zeit ansteigt und bei dem die Phase eine quadratische Funktion der Zeit ist. Dies ist bereits 30 durch die vorstehend angegebene Gleichung (2) veranschaulicht.

[0113] In dem Stand der Technik wird das Signal gemäß der Gleichung (2) mit der Kennlinie bzw. dem Frequenzgang  $g(t)$  des Auflösungsfilters 21 multipliziert, und es wird der bei der Multiplikation erhaltene Ausgangswert als eine Frequenzkomponente definiert.

[0114] Die Zeitantwortfunktion eines Gauß'schen Filters, das eine Bandbreite RBW bei 3 dB aufweist, wird durch die 35 Gleichung (7) ausgedrückt:

$$g(t) = A \times \exp[-a \cdot \text{RBW}^2 \cdot t^2] \quad (7)$$

[0115] In der vorstehend angegebenen Gleichung (7) wird der Wert von "a" experimentell erhalten. Hier wird ange-40 nommen, daß  $a = 3,4$  ist. Zudem ist der Wert von  $A$  eine Konstante für die Leistungskalibrierung und wird experimentell in Abhängigkeit von dem Meßsystem bestimmt:

$$45 \quad \frac{1}{\text{RBW}} \approx -\text{tg} < t < \text{tg} \approx \frac{1}{\text{RBW}} \quad (8)$$

[0116] Der durch die vorstehend angegebene Gleichung (8) veranschaulichte Bereich wird experimentell eingesetzt, und es wird für den übrigen Bereich der Wert Null benutzt. Folglich läßt sich die vorstehend angegebene Gleichung (7) approximieren. Der Bereich von (8) kann in geeigneter Weise in Abhängigkeit von dem für die Messung geforderten 50 dynamischen Bereich geändert werden.

[0117] Es kann entweder der Prozeß gemäß der Gleichung (7) zum Aufprägen der Gauß'schen Filtercharakteristik auf das Chirp-Signal (Zwischenfrequenzsignal)  $\text{IF}_0(t)$ , das mit der Gleichung (2) dargestellt ist, oder aber der Prozeß gemäß der nachstehend angegebenen Gleichung (9) zuerst ausgeführt werden. Jedoch ist es am effizientesten, diese Gleichungen in einem Arbeitsvorgang als diejenigen Funktionen zu berechnen, die zur gleichen Zeit abzuarbeiten sind. In diesem Fall wird der Prozeß in gleichartiger Weise wie im Fall gemäß der Gleichung (7) unter der Annahme ausgeführt, daß in 55 demjenigen Bereich, der sich von dem durch die Gleichung (8) dargestellten Bereich unterscheidet, der Wert Null eingesetzt wird.

$$g_{uc}(t) = A \times \exp[-a \times \text{RBW}^2 t^2 + j\sigma t^2] \quad (9)$$

60 [0118] Wenn die Gleichung (2) integriert wird, wobei der Zeitpunkt  $t_0$  als die Mitte dient, können die spektralen Komponenten zum Zeitpunkt  $t_0$  erhalten werden.

$$IFg(t_0) = \int_{t_0 - \frac{1}{RBW}}^{t_0 + \frac{1}{RBW}} IF_0(t) \times g_{uc}(t - t_0) dt \quad (10)$$

$$\begin{aligned} &= \int_{t_0 - \frac{1}{RBW}}^{t_0 + \frac{1}{RBW}} [f(t) \times \exp[-j(\sigma t^2 + at + \theta_0)] \times g(t - t_0) \exp[j\sigma(t - t_0)^2]] dt \\ &= \int_{t_0 - \frac{1}{RBW}}^{t_0 + \frac{1}{RBW}} [f(t) \times g(t - t_0) \exp[-j((a + 2\sigma t_0)t + \theta_0 - \sigma t_0^2)]] dt \\ &= F(a + 2\sigma t_0) * G(a + 2\sigma t_0) \exp[-j(\theta_0 - \sigma t_0^2)] \end{aligned}$$

[0119] Folglich wird das gleiche Ergebnis wie bei der Gleichung (6) erhalten (F und G stellen jeweils die Ergebnisse der Fourier-Transformation von f bzw. g dar).

[0120] Nachfolgend wird der Grund erläutert, weshalb in Übereinstimmung mit der vorliegenden Erfindung eine Wobbelung mit hoher Rate bzw. Geschwindigkeit ausgeführt werden kann.

[0121] Die Beschreibung wird unter Heranziehung von folgenden Beispielen beschrieben: Wobbelhub = 10 kHz; Bandbreite RBW = 100 Hz; Wobbelzeit bzw. Frequenzhubdauer = 15 ms. Das Zwischenfrequenzsignal  $IF_0(t)$ , das von der Zeit/Frequenz-Wandlereinrichtung 18 abgegeben wird, läßt sich in der folgenden Weise anhand der Gleichung (2) ausdrücken:

$$IF_0(t) = f(t) \times \exp[-j(\sigma t^2 + at + \theta_0)]$$

[0122] Wenn die Bandbreite  $RBW = 100$  Hz ist, beträgt die Ansprechzeit annähernd 20 ms.

[0123] Das von dem Auflösungsfilter 21 zu dem Zeitpunkt  $t_0$  abgegebene Ausgangssignal ist auf der Grundlage der Gleichung (10) in folgender Weise gegeben:

$$IFg(t_0) = \int_{t_0 - \frac{1}{RBW}}^{t_0 + \frac{1}{RBW}} IF_0(t) \times g(t - t_0) dt$$

[0124] Ein Filter reagiert auf ungefähr eine Periode der Frequenz = 0 Hz. In diesem Fall reagiert das Filter jedoch während der gesamten Wobbelzeit = 15 ms. Als Ergebnis dessen wird das Spektrum gegenüber der primären Bandcharakteristik des Auflösungsfilters 21 mit 100 Hz erweitert, wie dies in Fig. 12 mit der Kurve C dargestellt ist.

[0125] Um zu verhindern, daß die scheinbare Bandbreite RBW erweitert wird, muß die Änderung der Frequenz des Zwischenfrequenzsignals  $IFg(t)$  innerhalb der Ansprechzeit der Bandcharakteristik  $g(t)$  des Auflösungsfilters 21 ausreichend kleiner sein als die Bandbreite von  $g(t)$ .

[0126] Die Grenze für die Wobbelrate ist in verschiedenen Literaturstellen wie folgt definiert:  $0,5 \times RBW^2$ . Auf der anderen Seite ist jedoch dann, wenn der Vorgang der Chirp-Kompensation auf das Chirp-Signal  $IF_0(t)$  angewendet wird, die Signalfrequenz gleich der Frequenz  $f_C$  (Fig. 2) zum Zeitpunkt  $t_0$ . Das Signal ist, in der folgenden Weise gegeben, wie dies durch die Gleichung (5') veranschaulicht ist:

$$IFu(t) = f(t) \times \exp[-j((a + 2\sigma t_0)t + \theta_0 - \sigma t_0^2)]$$

[0127] Wenn diese Gleichung mit der Charakteristik bzw. dem Frequenzgang des Gauß'schen Filters multipliziert wird, kann die nachstehend angegebene Gleichung (11) erhalten werden. Diese Gleichung (11) repräsentiert ein Spektrum.

$$IFg(t_0) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) \exp[-j((a + 2\sigma t_0)\tau + \theta_0 - \sigma t_0^2)] g(t_0 - \tau) d\tau \quad (11)$$

[0128] Die Gleichung (5') ist ein frequenzverschobenes Signal, das dem zu messenden Signal  $f(t)$  nach Frequenzverschiebung entspricht. Wenn das zu messende Signal  $f(t)$  ein Sinussignal ist, ist das Signal gemäß der Gleichung (5') ebenfalls ein Sinussignal. Falls die Charakteristik bzw. der Frequenzgang des Gauß'schen Filters auf dieses Signal angewendet wird, tritt das Phänomen übermäßiger Wobbelung, das durch die in Fig. 12 gezeigte Kurve C veranschaulicht ist, nicht auf. Um zu erreichen, daß das Signal gemäß der Gleichung (11) ein sinusförmiges Signal ist, ist keine direkte Ab-

hängigkeit von der Wobbelrate  $\sigma$  zu beachten. Wenn die Wobbelrate  $\sigma$  vergrößert wird, kann das Zwischenfrequenzsignal zur Ermittlung eines Spektrums in kürzerer Zeit erhalten werden. Jedoch kann die Wobbelrate nicht unbegrenzt vergrößert werden, sondern es muß die folgende Bedingung erfüllt bleiben: "In der Gleichung (11) muß der maximale absolute Wert der Chirp-Frequenz innerhalb der Ansprechzeit der Bandcharakteristik bzw. des Frequenzgangs des Gauß'schen Filters gleich groß wie oder kleiner als die Nyquist-Frequenz sein, die durch die Abtastfrequenz  $f_s$  des A/D-Wandlers 19 bestimmt ist".

[0129] Von der Ansprechzeit des Gauß'schen Filters wird angenommen, daß sie gleich  $2/RBW$  ist. Es ist ausreichend, daß die Bandbreite des Haupt-Überlagerungsszillators 13 innerhalb dieser Ansprechzeitperiode schmäler ist als die Durchlaßbandbreite der Datenwähleinrichtung 42. Dies bedeutet selbstverständlich, daß die Bandbreite des Gauß'schen Filters schmäler sein muß als die Nyquist-Frequenz des A/D-Wandlers 19 oder der Datenwähleinrichtung 42. Als spezielle Werte kann die Bandbreite auf  $1/4$  bis  $1/2$  der Abtastfrequenz in dem A/D-Wandler 19 oder in der Datenwähleinrichtung 42 festgelegt werden. Wenn angenommen wird, daß diese Bandbreite gleich  $Bd$  ist, kann der Hilfs-Überlagerungsszillator 13 eine Frequenzwobbelung über die Bandbreite  $Bd$  hinweg innerhalb der Zeitdauer  $2/RBW$  ausführen. Dies bedeutet, daß die Wobbelrate gleich dem Wert von  $Bd$ , dividiert durch  $(2/RBW)$ , ist.

[0130] Als Ergebnis wird eine Wobbelrate  $= Bd/(2/RBW) = 0,5Bd \times RBW$  erhalten.

[0131] Da, wie vorstehend beschrieben, gemäß der vorliegenden Erfindung der Ausdruck  $RBW^2$  in der Gleichung zum Definieren der Frequenzwobbelrate des Haupt-Überlagerungsszillators 13 nicht vorhanden ist, ist es selbst dann, wenn die Bandbreite  $RBW$  des Auflösungsfilters 21 auf ein schmales Band eingestellt ist, und die Auflösung auf eine hohe Auflösung eingestellt ist, nicht erforderlich, daß die Wobbelrate extrem stark verlangsamt wird.

[0132] Beispielsweise kann in einem Fall, bei dem  $Bd = 10 \text{ kHz}$  ist und  $RBW = 10 \text{ Hz}$  ist, eine Wobbelrate erhalten werden, die um ungefähr das Tausendfache höher ist als die Wobbelrate bei einem herkömmlichen Wobbelspektralanalyseator, wenn ein Vergleich mit dem herkömmlichen Wobbelspektralanalyseator durchgeführt wird. In einem Fall, bei dem  $Bd$  gleich  $10 \text{ kHz}$  ist und  $RBW = 1 \text{ Hz}$  ist, kann eine Wobbelrate erhalten werden, die ungefähr um das Einhunderttausendfache höher ist.

[0133] Auf diese Weise kann gemäß der vorliegenden Erfindung ein schwerer Nachteil des Wobbelspektralanalyseators beseitigt werden, und es ist die Wirkung bei dem praktischen Einsatz sehr groß.

[0134] Auch wenn die vorliegende Erfindung im Hinblick auf die bevorzugten, hier dargestellten Ausführungsbeispiele beschrieben worden ist, ist es für den Fachmann offensichtlich, daß verschiedenartige Änderungen, Modifikationen und kleinere Verbesserungen bei den vorstehend erläuterten Ausführungsbeispielen vorgenommen werden können, ohne von dem Sinngehalt und dem Umfang der vorliegenden Erfindung abzuweichen. Demgemäß sollte verstanden werden, daß die vorliegende Erfindung nicht auf die gezeigten Ausführungsbeispiele beschränkt ist, sondern alle Änderungen, Abwandlungen, Modifikationen und kleinere Verbesserungen umfaßt, die in den Umfang der Erfindung fallen, wie sie durch die beigefügten Ansprüche definiert ist.

35

## Patentansprüche

1. Frequenzanalyseverfahren mit den Schritten:
  - (a) Frequenzumsetzen eines zu analysierenden Eingangssignals ( $S_{in}$ ) zu einem ersten Zwischenfrequenzsignal durch Multiplizieren des Eingangssignals mit einem gewobbelten Haupt-Überlagerungssignal (LO) und anschließendes Filtern des Multiplikationsergebnisses mittels eines ersten Filters (14) mit Bandpaßcharakteristik, wobei Signalkomponenten ( $S_1, S_2, S_3$ ) fester Frequenz ( $f_1, f_2, f_3$ ) im Eingangssignal zu Signalkomponenten ( $S_{IF1}, S_{IF2}, S_{IF3}$ ) mit sich ändernder Frequenz im ersten Zwischenfrequenzsignal werden, deren Frequenz sich mit der Frequenz des Haupt-Überlagerungssignals (LO) ändert,
  - (b) Frequenzumsetzen des ersten Zwischenfrequenzsignals ( $S_{IF}$ ) zu einem zweiten Zwischenfrequenzsignal ( $S_{OUT}$ ) durch Multiplizieren des ersten Zwischenfrequenzsignals mit einem gewobbelten Hilfs-Überlagerungssignal (XLO), dessen Wobbelrichtung der des Haupt-Überlagerungssignals entgegengesetzt ist, und anschließendes Filtern des Multiplikationsergebnisses mittels eines zweiten Filters (21) derart, daß Signalkomponenten ( $S_{IF1}, S_{IF2}, S_{IF3}$ ) im ersten Zwischenfrequenzsignal, deren Frequenz sich mit der Frequenz des Haupt-Überlagerungssignals (LO) ändert, zu Signalkomponenten im wesentlichen konstanter Frequenz im zweiten Zwischenfrequenzsignal werden, und
  - (c) Frequenzanalysieren des Eingangssignals durch Ermitteln der Leistung des zweiten Zwischenfrequenzsignals in Abhängigkeit von der Frequenz des Haupt-Überlagerungssignals.
2. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem die Wobbelgeschwindigkeit des Hilfs-Überlagerungssignals (XLO) gleich der des Haupt-Überlagerungssignals (LO) ist, der Wobbelhub des Hilfs-Überlagerungssignals (XLO) kleiner ist als die Durchlaßbandbreite des ersten Filters (14), während eines Wobbeldurchlaufs des Haupt-Überlagerungssignals (LO) das Hilfs-Überlagerungssignal ohne Unterbrechung wiederholt gewobbelt wird, und die für die einzelnen Wobbeldurchläufe des Hilfs-Überlagerungssignals ermittelte Leistung des zweiten Zwischenfrequenzsignals ( $S_{OUT}$ ) als Spektrum des Eingangssignals ( $S_{in}$ ) angezeigt wird.
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, bei dem die konstante Frequenz des zweiten Zwischenfrequenzsignals ( $S_{OUT}$ ) gleich der Mittenfrequenz des zweiten Filters (21) gewählt wird.
4. Spektralanalyseator, umfassend:
  - einen ersten Frequenzumsetzer (18) zum Umsetzen eines zu analysierenden Eingangssignals ( $S_{in}$ ) zu einem ersten Zwischenfrequenzsignal ( $S_{IF}$ ), wobei der erste Frequenzumsetzer (18) einen wobbelbaren ersten Überlagerungsszillator (13) zur Erzeugung eines gewobbelten Haupt-Überlagerungssignals (LO), einen ersten Multiplizierer (12) zum Multiplizieren des Eingangssignals mit dem Haupt-Überlagerungssignal, und ein dem ersten Multiplizierer nachgeschaltetes erstes Filter (14) mit Bandpaßcharakteristik aufweist, und

einen dem ersten Frequenzumsetzer nachgeschalteten zweiten Frequenzumsetzer (25, 21) zum Umsetzen des vom ersten Frequenzumsetzer (18) erzeugten ersten Zwischenfrequenzsignals ( $S_{IF}$ ) zu einem zweiten Zwischenfrequenzsignal ( $S_{OUT}$ ), wobei der zweite Frequenzumsetzer (25, 21) einen wobbelbaren zweiten Überlagerungsszillator (25B) zur Erzeugung eines gewobbelten Hilfs-Überlagerungssignals (XLO), einen zweiten Multiplizierer (25A) zum Multiplizieren des ersten Zwischenfrequenzsignals mit dem Hilfs-Überlagerungssignal, und ein dem zweiten Multiplizierer nachgeschaltetes zweites Filter (21) aufweist,

dadurch gekennzeichnet, daß die Wobbelrichtung des zweiten Überlagerungsszillators (25B) der des ersten Überlagerungsszillators (13) entgegengesetzt ist derart, daß im ersten Zwischenfrequenzsignal ( $S_{IF}$ ) enthaltene Signalkomponenten ( $S_{IF1}, S_{IF2}, S_{IF3}$ ), deren Frequenz sich mit der Frequenz des Haupt-Überlagerungssignals (LO) ändert im zweiten Zwischenfrequenzsignal ( $S_{OUT}$ ) zu Signalkomponenten im wesentlichen konstanter Frequenz werden. 1  
5. Spektralanalysator nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß der Wobbelhub des Hilfs-Überlagerungssignals (XLO) kleiner ist als die Durchlaßbandbreite des ersten Filters (14), und der zweite Überlagerungsszillator (25B) während eines Wobbeldurchlaufs des ersten Überlagerungsszillators (13) ohne Unterbrechung wiederholt wobbelbar ist.

6. Spektralanalysator nach Anspruch 4 oder 5, dadurch gekennzeichnet, daß die konstante Frequenz des zweiten Zwischenfrequenzsignals ( $S_{OUT}$ ) gleich der Mittenfrequenz des zweiten Filters (21) ist. 1  
1

7. Spektralanalysator nach einem der Ansprüche 4 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß dem ersten Frequenzumsetzer (18) mehrere parallel zueinander geschaltete zweite Frequenzumsetzer (27<sub>1</sub>–27<sub>4</sub>) nachgeschaltet sind, von denen jeder umfaßt:

einen wobbelbaren zweiten Überlagerungsszillator (25B), 2

einen zweiten Multiplizierer (25A),

ein dem zweiten Multiplizierer nachgeschaltetes zweites Filter (21),

einen dem zweiten Filter nachgeschalteten Demodulator (17), und

eine dem Demodulator nachgeschaltete Abtast- und Halteschaltung (34) zum Abtasten und Halten des von dem Demodulator abgegebenen Ausgangssignals jedesmal dann, wenn ein Wobbeldurchlauf des zweiten Überlagerungsszillators (25B) endet, 2  
2

wobei der Wobbelvorgang des zweiten Überlagerungsszillators (25B) bei den einzelnen Frequenzumsetzern (27<sub>1</sub>–27<sub>4</sub>) wiederholt und zeitlich relativ zueinander versetzt auslösbar ist und die von den Abtast- und Halteschaltungen abgegebenen Signale nacheinander ausgebbar sind.

8. Spektralanalysator nach einem der Ansprüche 4 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß dem ersten Frequenzumsetzer (18) ein Quadraturdemodulator (20) zur Erzeugung eines komplexen Signals nachgeschaltet ist, und 3

dem Quadraturdemodulator (20) mehrere parallel zueinander geschaltete zweite Frequenzumsetzer (21, 25) nachgeschaltet sind, von denen jeder umfaßt:

einen wobbelbaren zweiten Überlagerungsszillator (25B),

einen zweiten Multiplizierer (25A<sub>1</sub>, 25A<sub>3</sub>) zum Multiplizieren des Realteils und einen dritten Multiplizierer (25A<sub>2</sub>, 25A<sub>4</sub>) zum Multiplizieren des Imaginärteils des komplexen Signals jeweils mit dem Hilfs-Überlagerungssignal, ein dem zweiten Multiplizierer nachgeschaltetes erstes Tiefpaßfilter (21A) und ein dem dritten Multiplizierer nachgeschaltetes zweites Tiefpaßfilter (21B) zum Extrahieren eines Basisbandsignals aus dem jeweiligen Multiplikationsergebnis des zweiten und des dritten Multiplizierers,

eine dem ersten Tiefpaßfilter (21A) nachgeschaltete erste Quadriertschaltung (38A) und eine dem zweiten Tiefpaßfilter (21B) nachgeschaltete zweite Quadriertschaltung (38B),

einen Addierer (39) zum Addieren der Ausgangssignale der beiden Quadriertschaltungen,

einen dem Addierer nachgeschalteten Demodulator (17), und

eine dem Demodulator nachgeschaltete Abtast- und Halteschaltung (34) zum Abtasten und Halten des von dem Demodulator abgegebenen Ausgangssignals jedesmal dann, wenn ein Wobbeldurchlauf des zweiten Überlagerungsszillators (25B) endet, 4

wobei der Wobbelvorgang des zweiten Überlagerungsszillators (25B) bei den einzelnen Frequenzumsetzern (27<sub>1</sub>–27<sub>4</sub>) wiederholt und zeitlich relativ zueinander versetzt auslösbar ist und die von den Abtast- und Halteschaltungen abgegebenen Signale nacheinander ausgebbar sind.

9. Spektralanalysator, umfassend:

einen Frequenzumsetzer (18) zum Umsetzen eines zu analysierenden Eingangssignals ( $S_{in}$ ) zu einem Zwischenfrequenzsignal ( $S_{IF}$ ), wobei der Frequenzumsetzer (18) einen wobbelbaren Überlagerungsszillator (13) zur Erzeugung eines gewobbelten Überlagerungssignals (LO), einen Multiplizierer (12) zum Multiplizieren des Eingangssignals mit dem Überlagerungssignal, und ein dem Multiplizierer nachgeschaltetes erstes Filter (14) mit Bandpaßcharakteristik aufweist, wobei Signalkomponenten ( $S_1, S_2, S_3$ ) fester Frequenz ( $f_1, f_2, f_3$ ) im Eingangssignal zu Signalkomponenten ( $S_{IF1}, S_{IF2}, S_{IF3}$ ) sich ändernder Frequenz im Zwischenfrequenzsignal werden, deren Frequenz sich mit der Frequenz des Haupt-Überlagerungssignals (LO) ändert,

einen dem Frequenzumsetzer (18) nachgeschalteten Analog/Digital-Wandler (19),

einen dem Analog/Digital-Wandler nachgeschalteten Quadraturdemodulator (20) zur Erzeugung eines komplexen Signals, 6

einen Speicher (43) zum Speichern der von dem Quadraturdemodulator (20) jeweils während eines Wobbeldurchlaufs des Überlagerungssignals abgegebenen Werte des komplexen Signals, und ein zweites Filter (21),

wobei der Quadraturdemodulator (20), der Speicher (43) und das zweite Filter (21) jeweils durch digitale Schaltungen gebildet sind,

gekennzeichnet durch eine ebenfalls als digitale Schaltung ausgebildete Kompensationseinrichtung (25') zur Kompensation der Frequenzänderung von Signalkomponenten im Zwischenfrequenzsignal unter Verwendung der in 6

dem Speicher (43) gespeicherten Daten, und dadurch, daß das zweite Filter (21) mit dem Ausgangssignal der Kompensationseinrichtung (25') gespeist wird.

10. Spektralanalysator nach Anspruch 9, bei dem zwischen dem Quadraturdemodulator (20) und der Kompensationseinrichtung (25') ein digitales Dezimierungsfilter (42) vorgesehen ist.

5 11. Spektralanalysator nach Anspruch 9, bei dem die Kompensationseinrichtung (25') und das zweite Filter (21) durch eine Zentraleinheit gebildet sind.

Hierzu 16 Seite(n) Zeichnungen

10

15

20

25

30

35

40

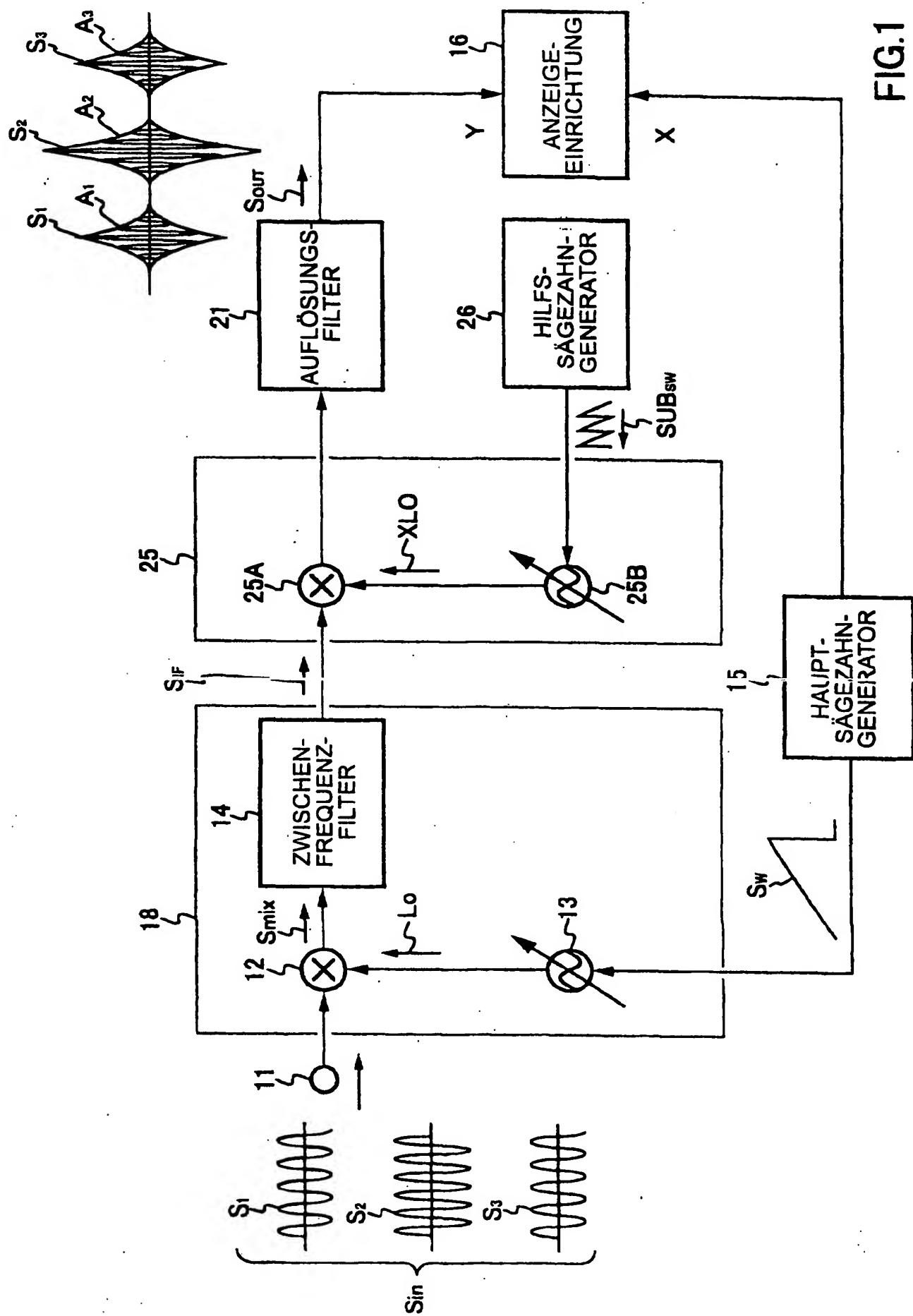
45

50

55

60

65



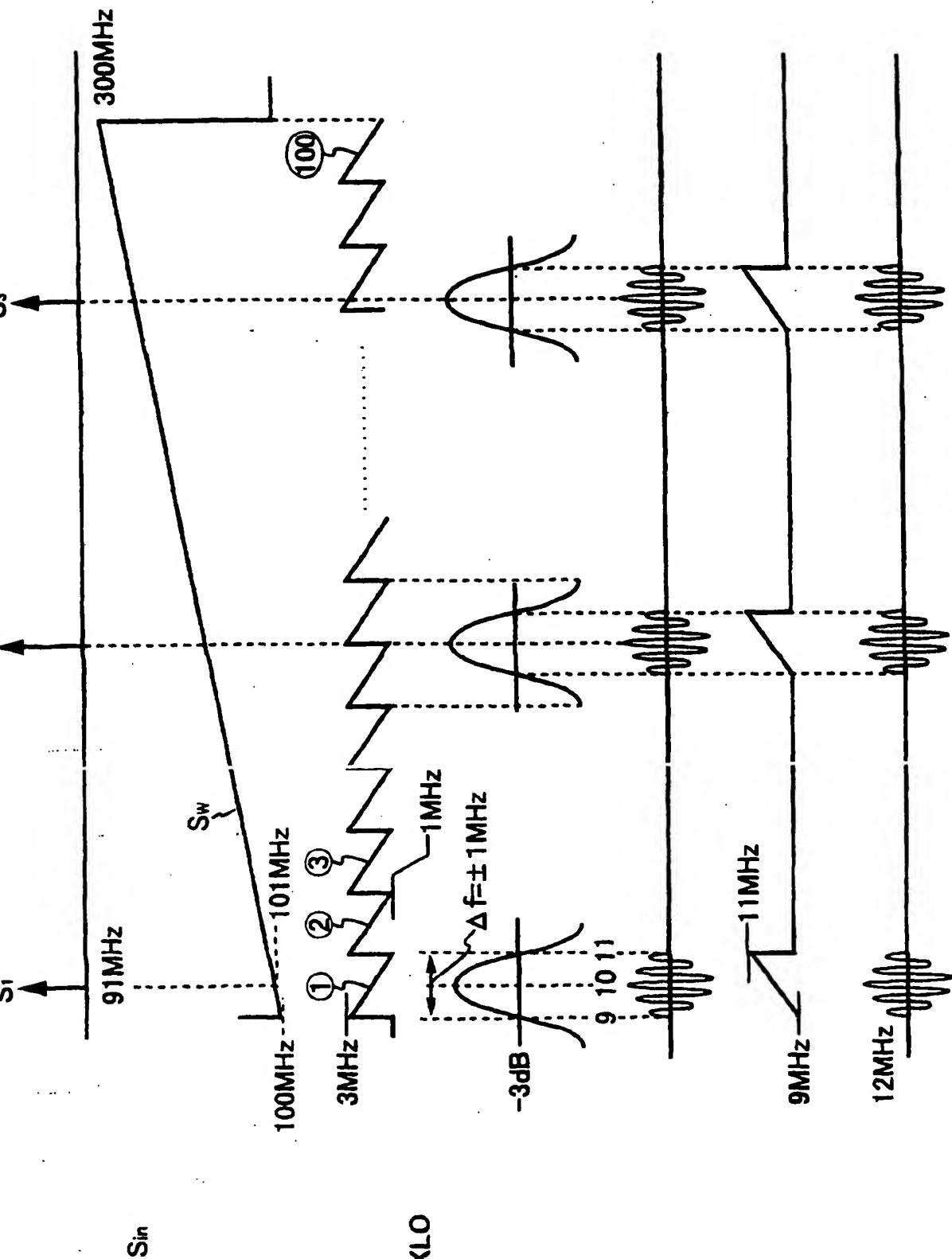


FIG.2 A

FIG.2 B

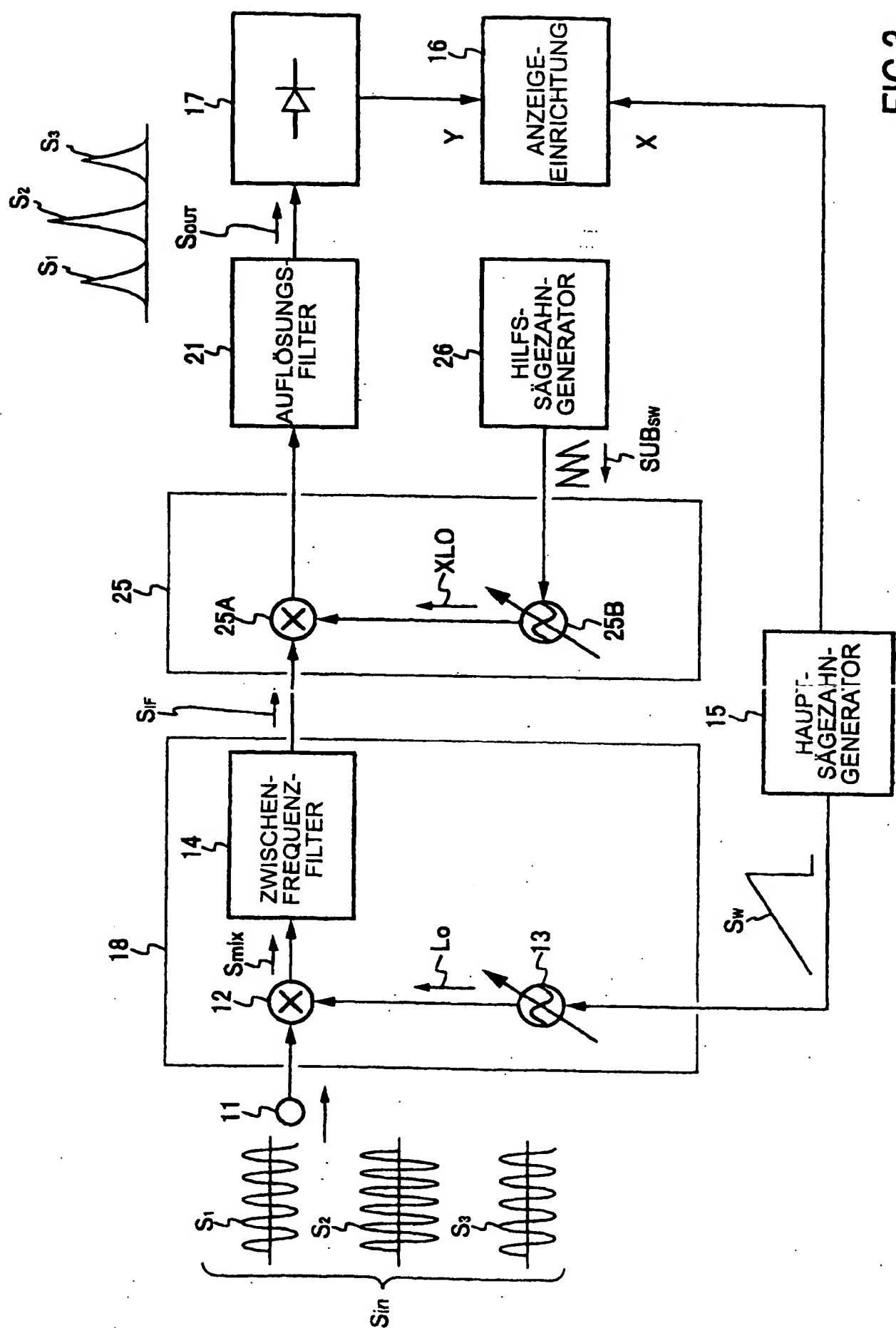
FIG.2 C

FIG.2 D

FIG.2 E  $S_{IF}$ 

FIG.2 F

FIG.2 G  $S_{out}$



3  
FIG.

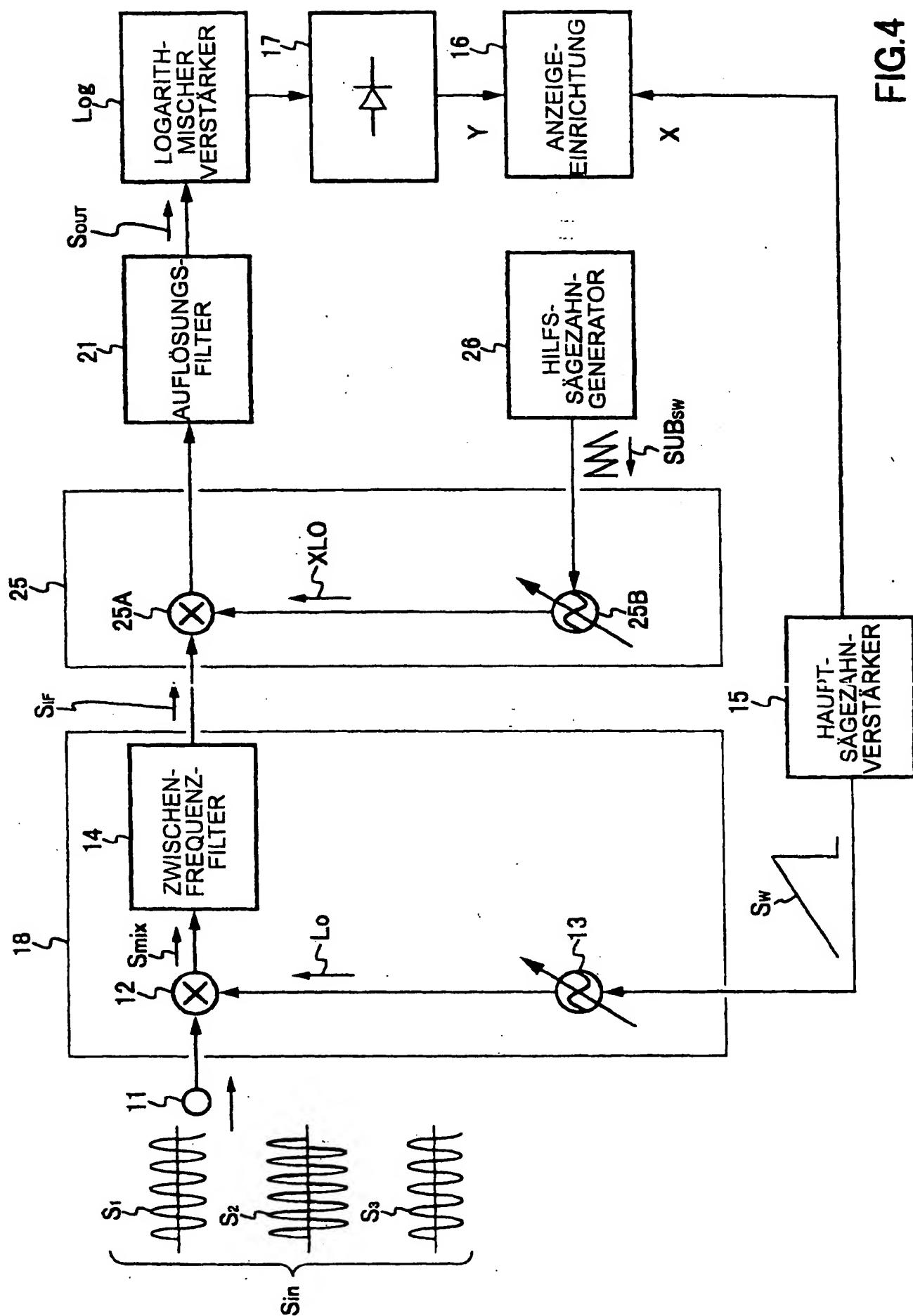
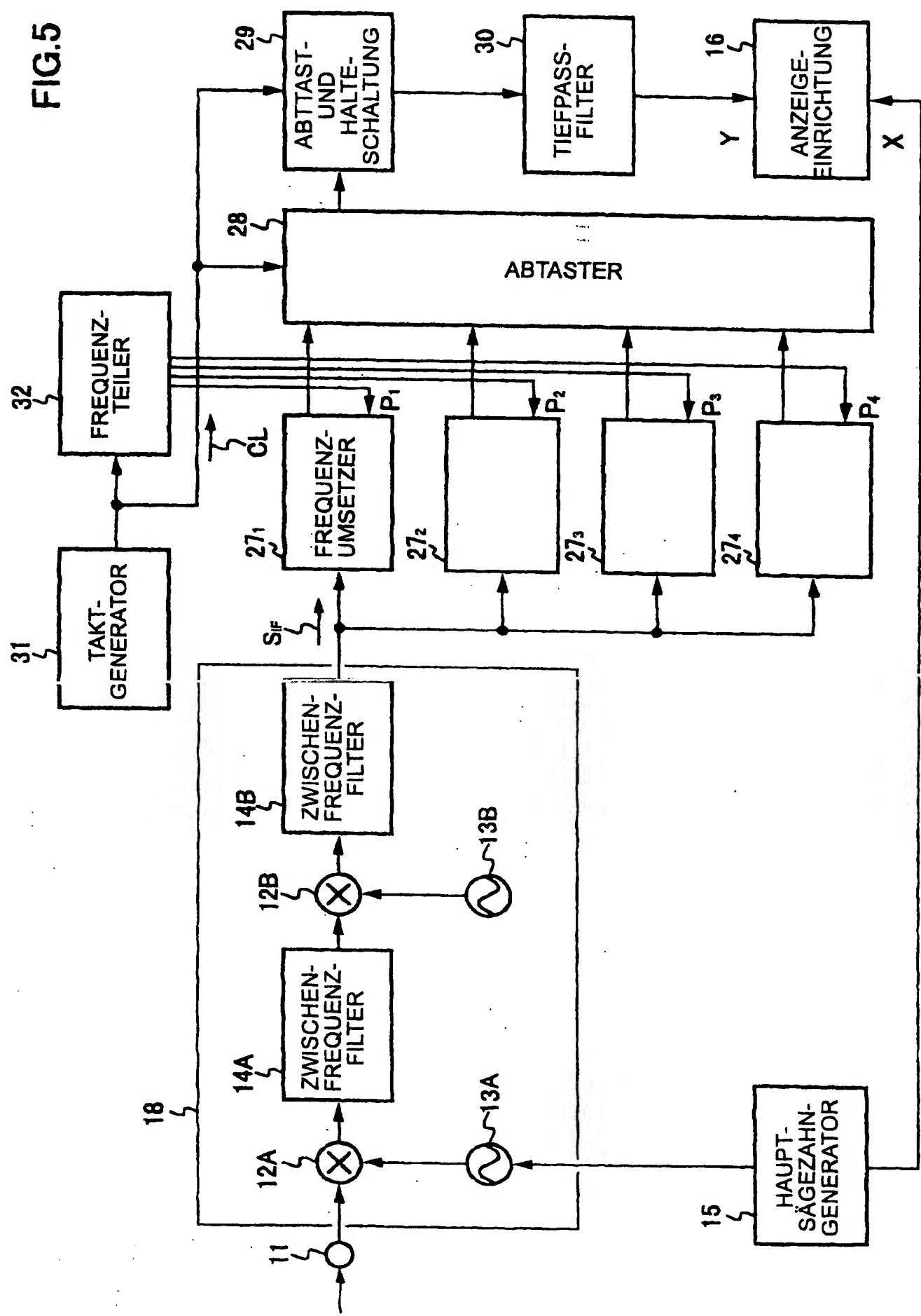


FIG. 4

FIG.5



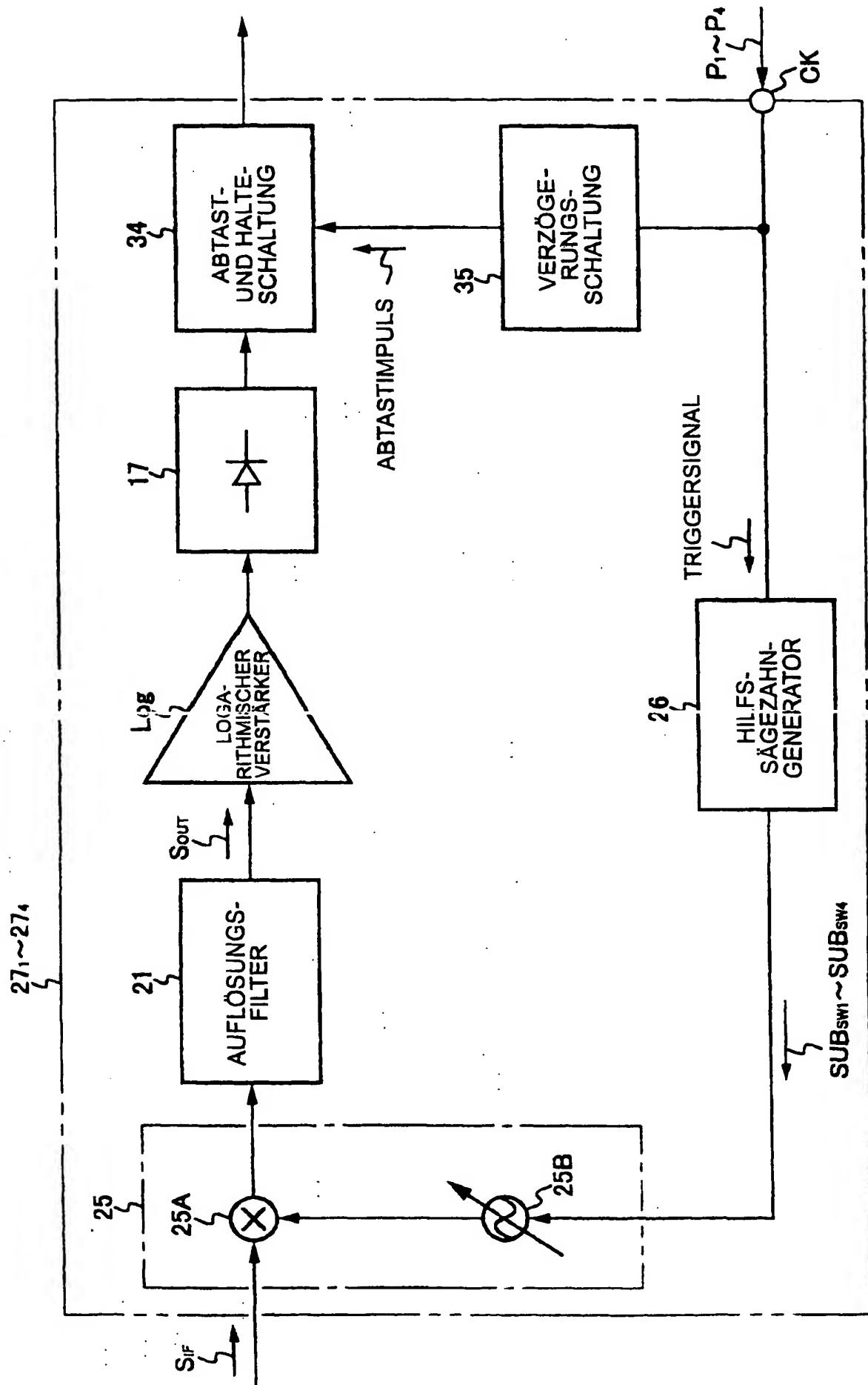


FIG.6

FIG.7A

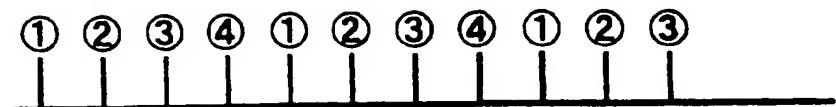


FIG.7B

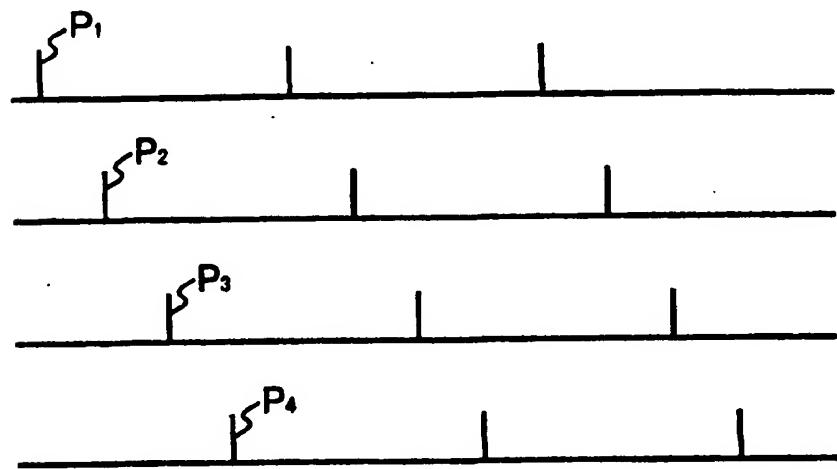


FIG.7C

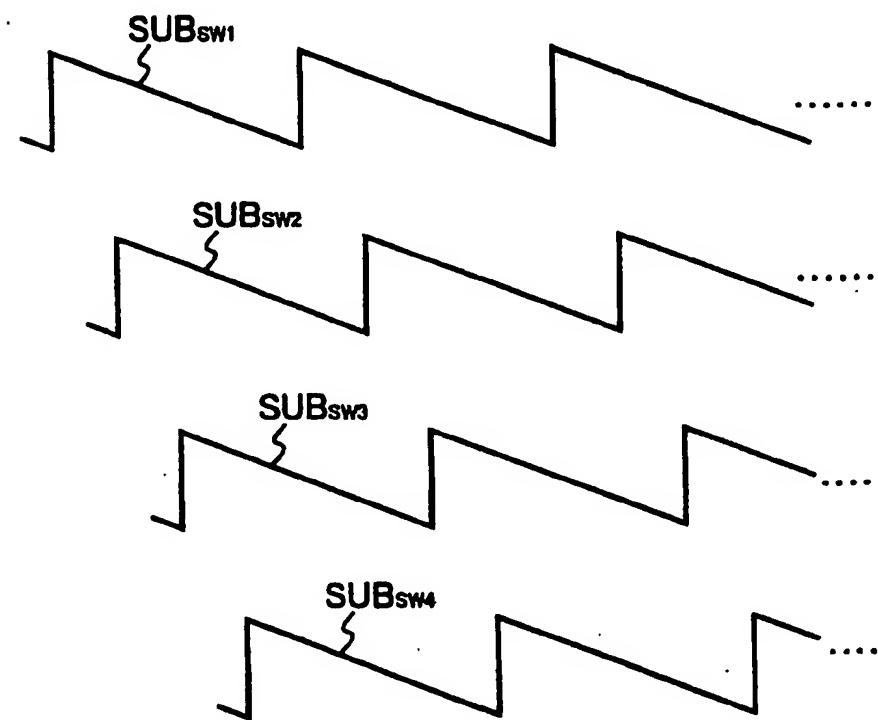
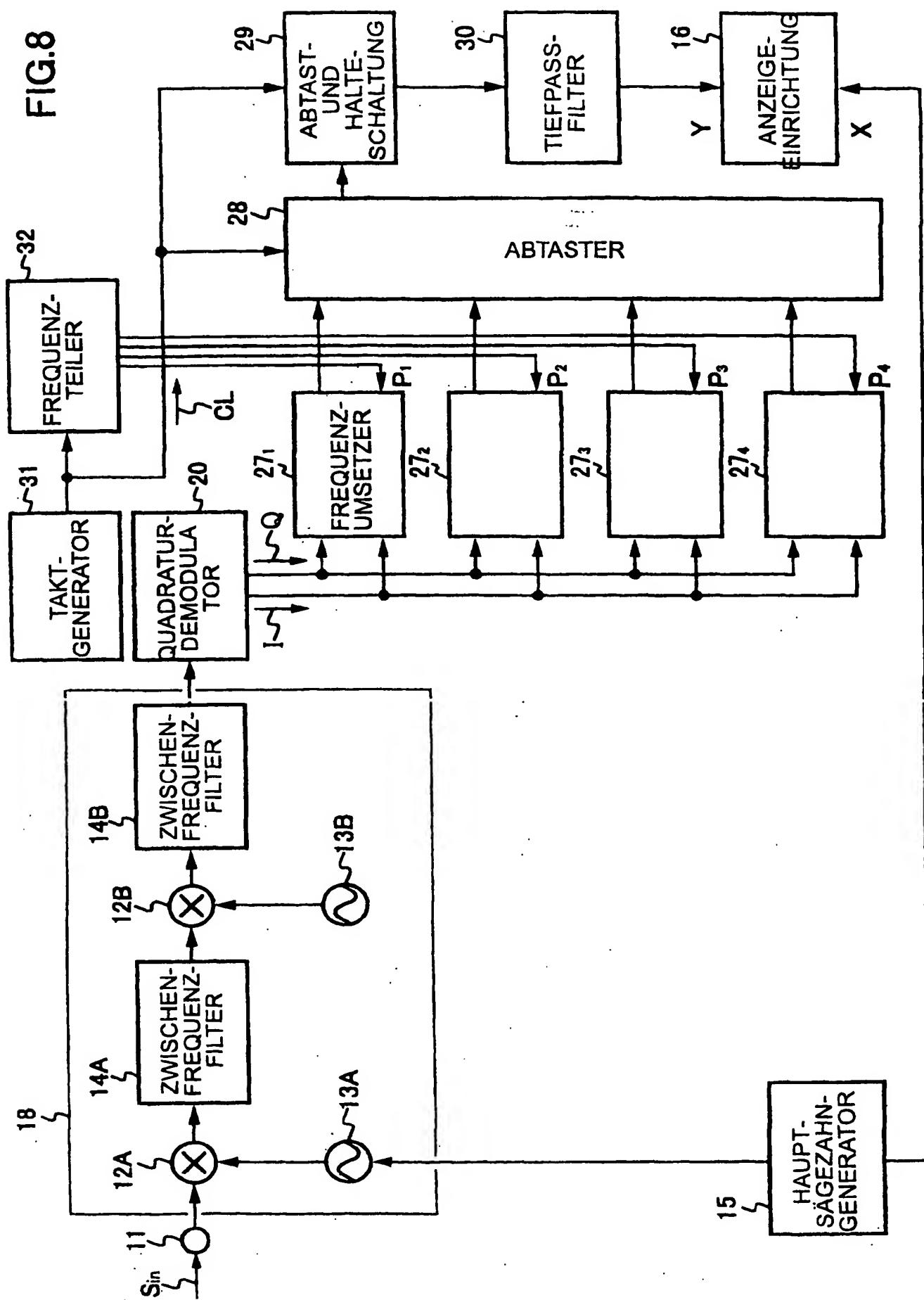
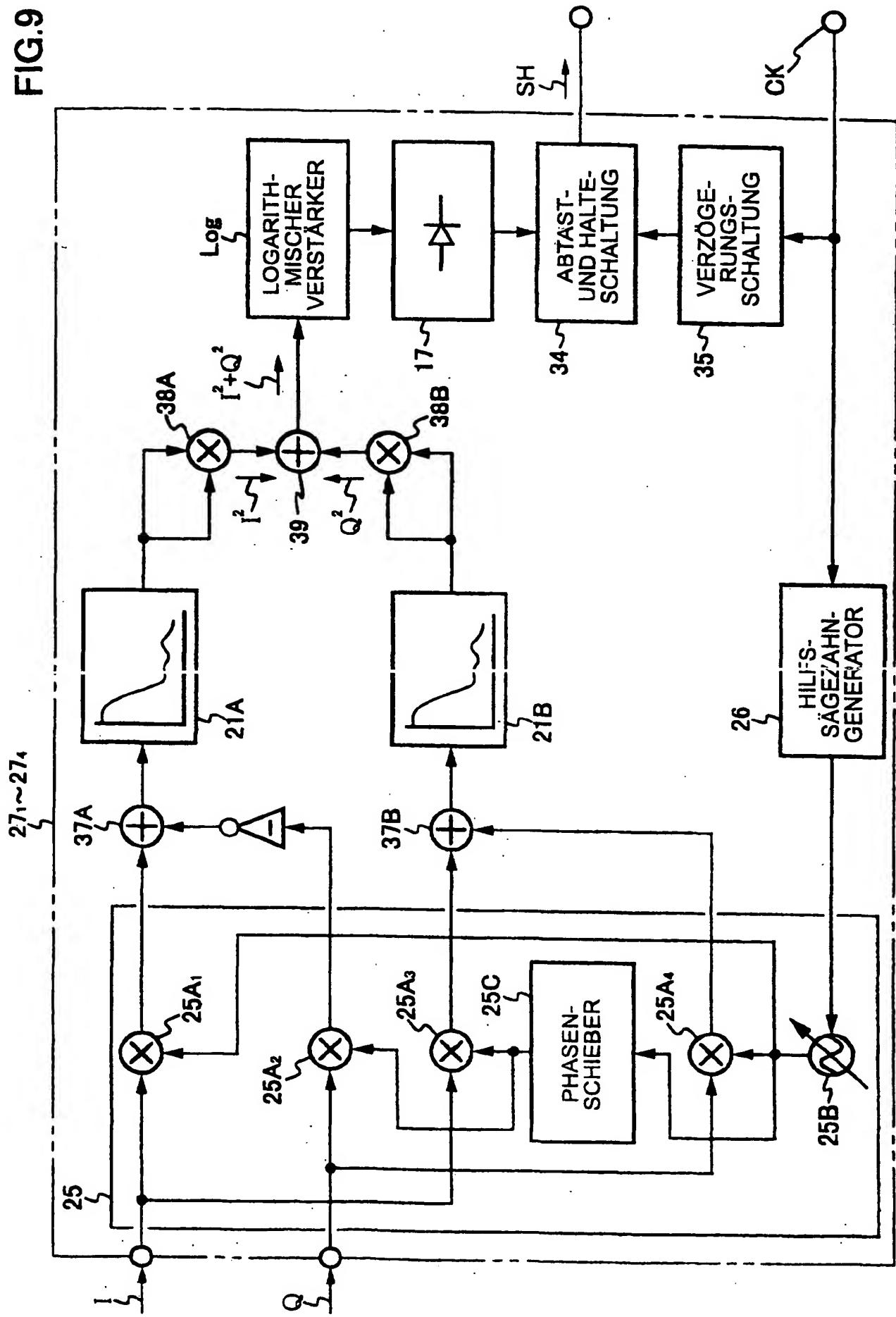


FIG. 8



EIG



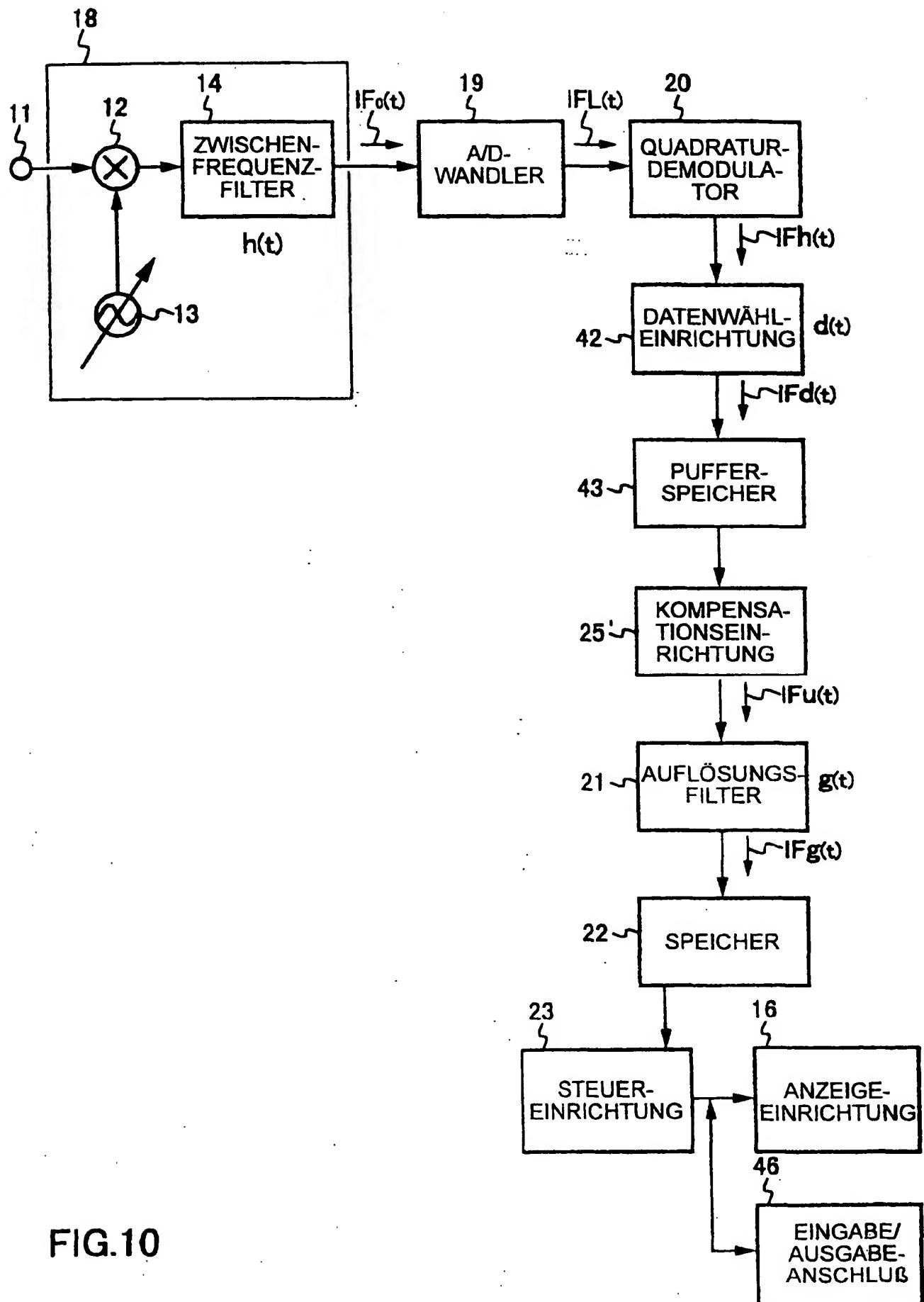


FIG.10

FIG.11

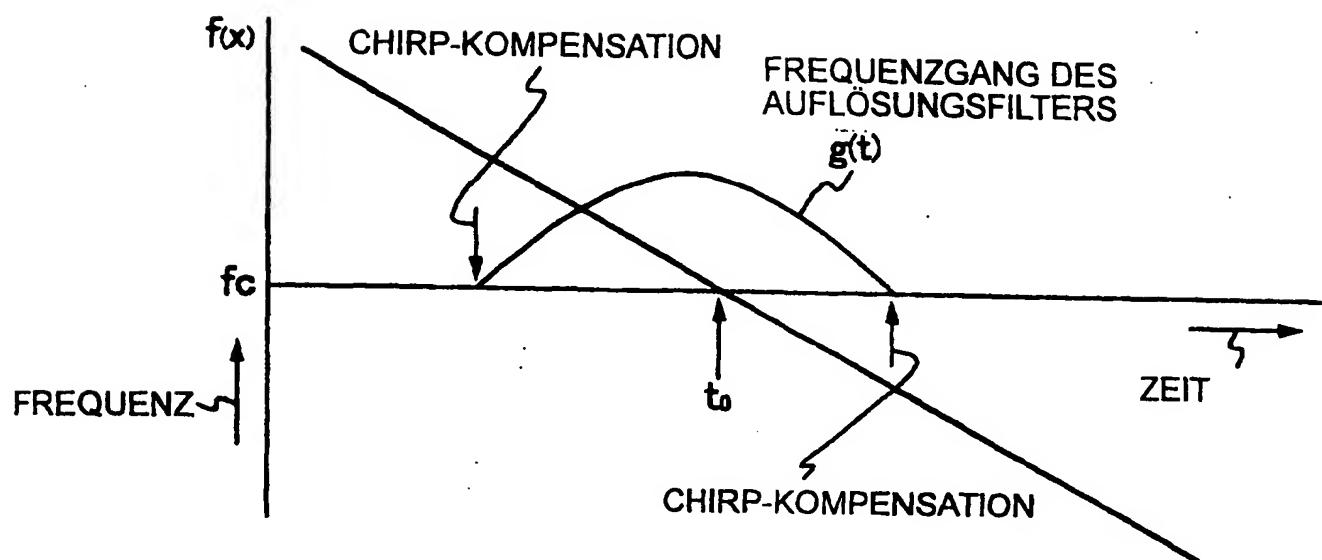
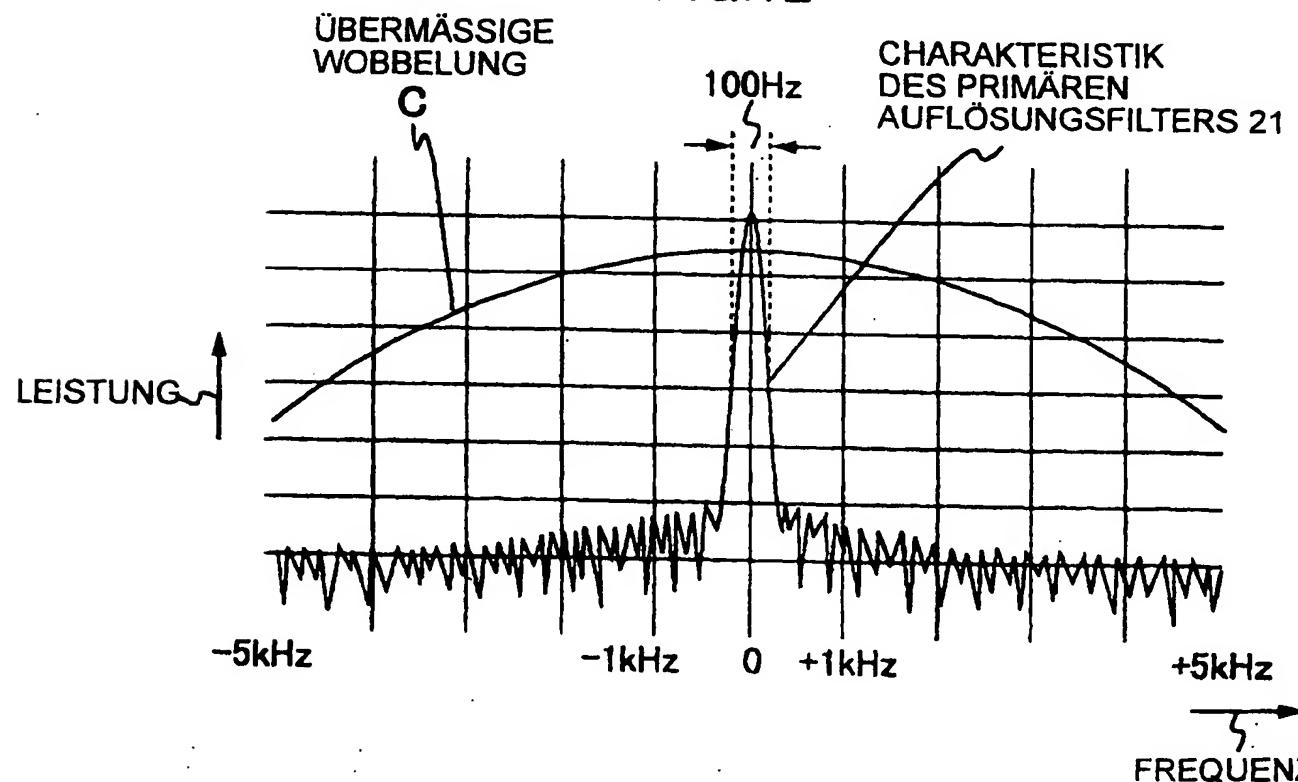


FIG.12



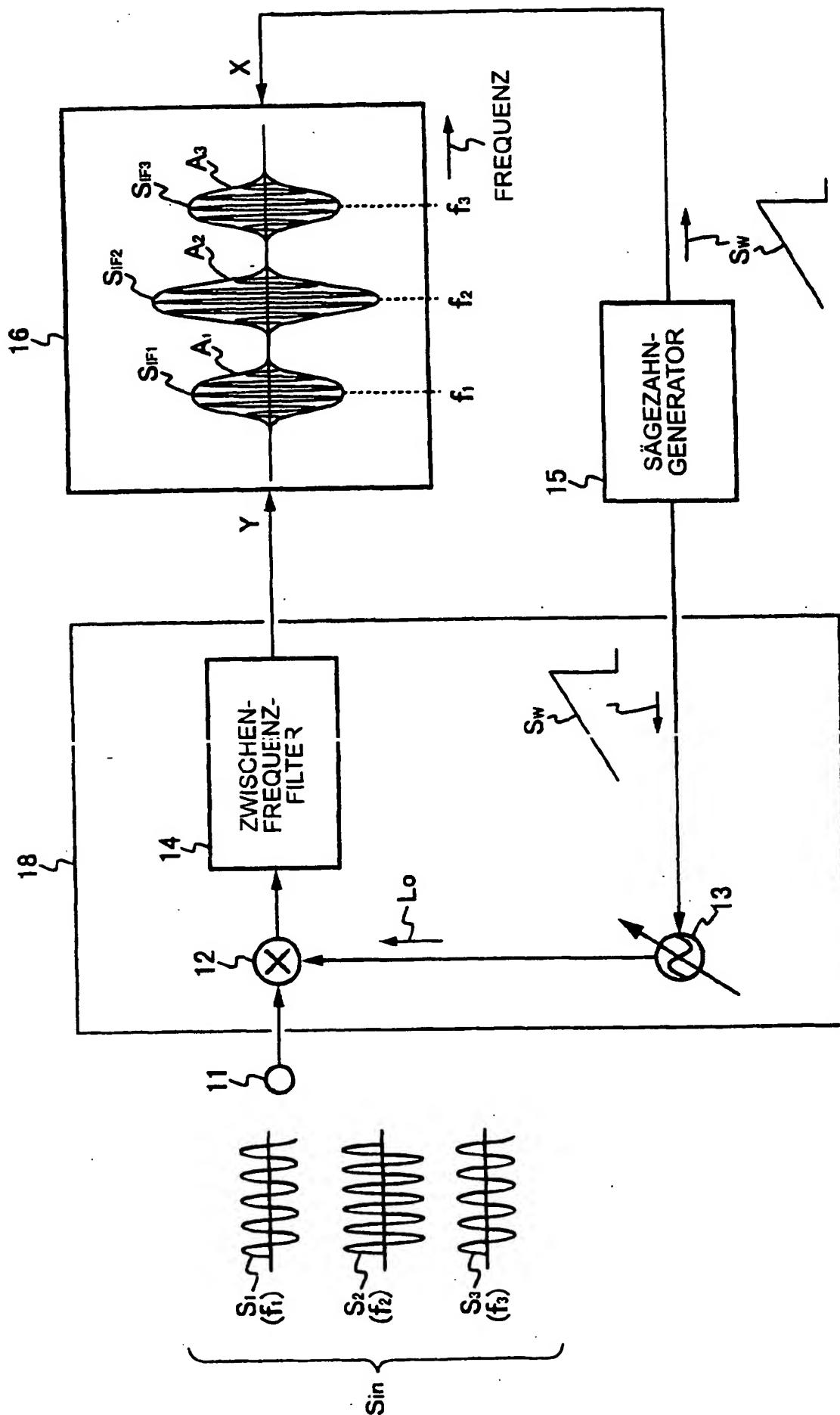


FIG. 13

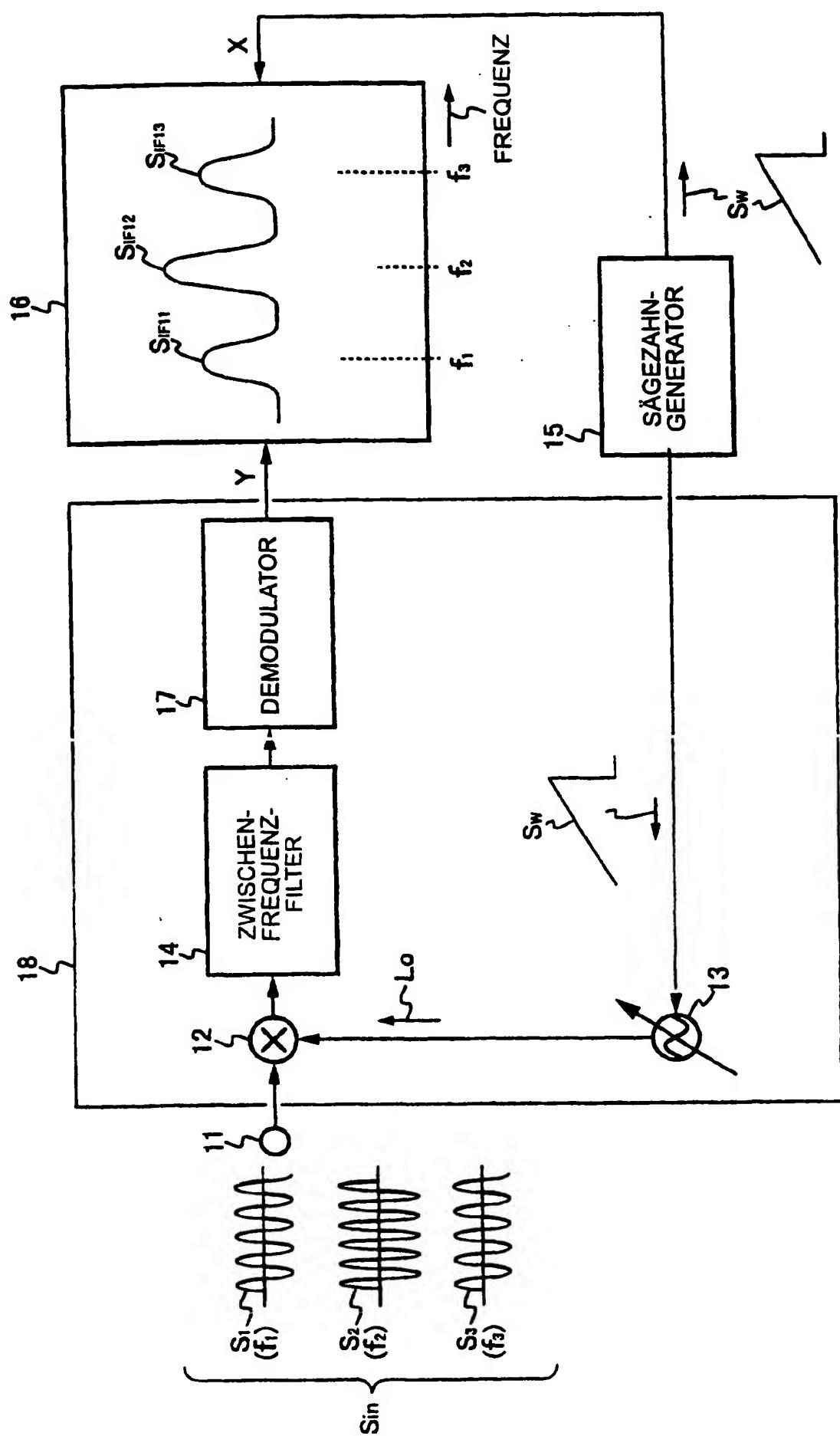


FIG. 14

## FIG.15

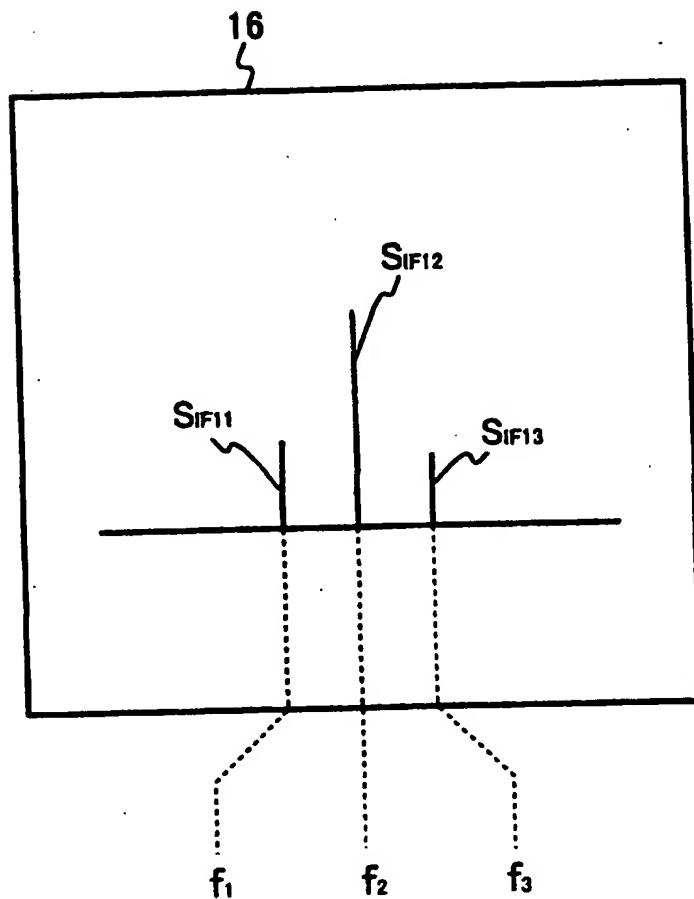


FIG.16 A

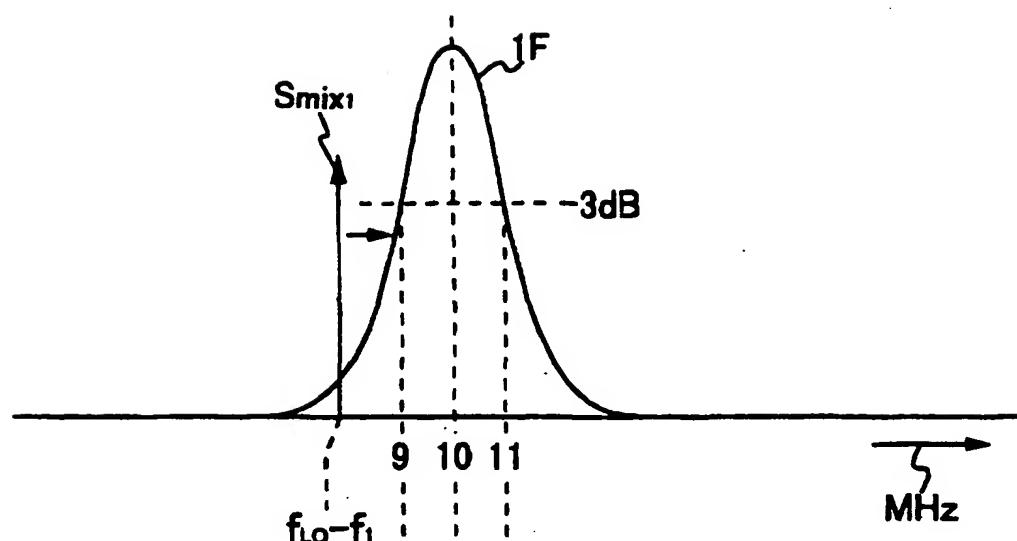


FIG.16 B

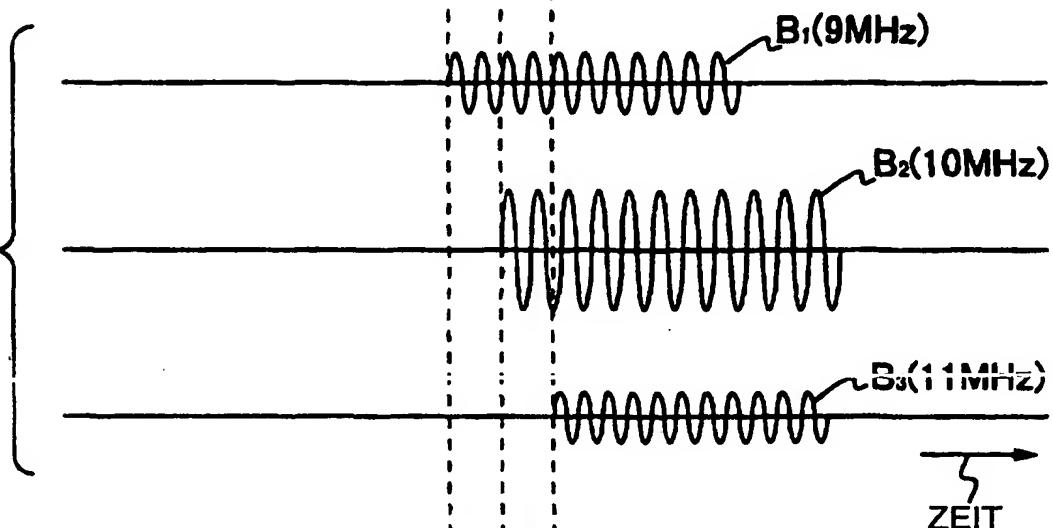


FIG.16 C

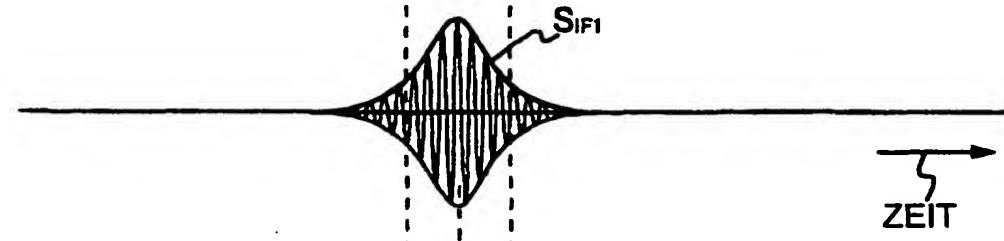


FIG.16 D

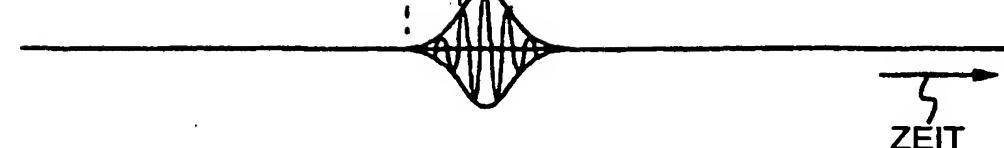
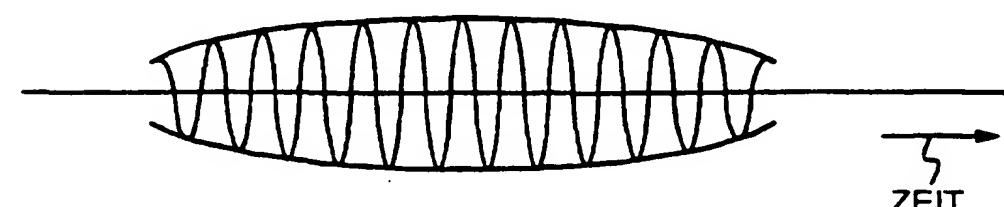


FIG.16 E



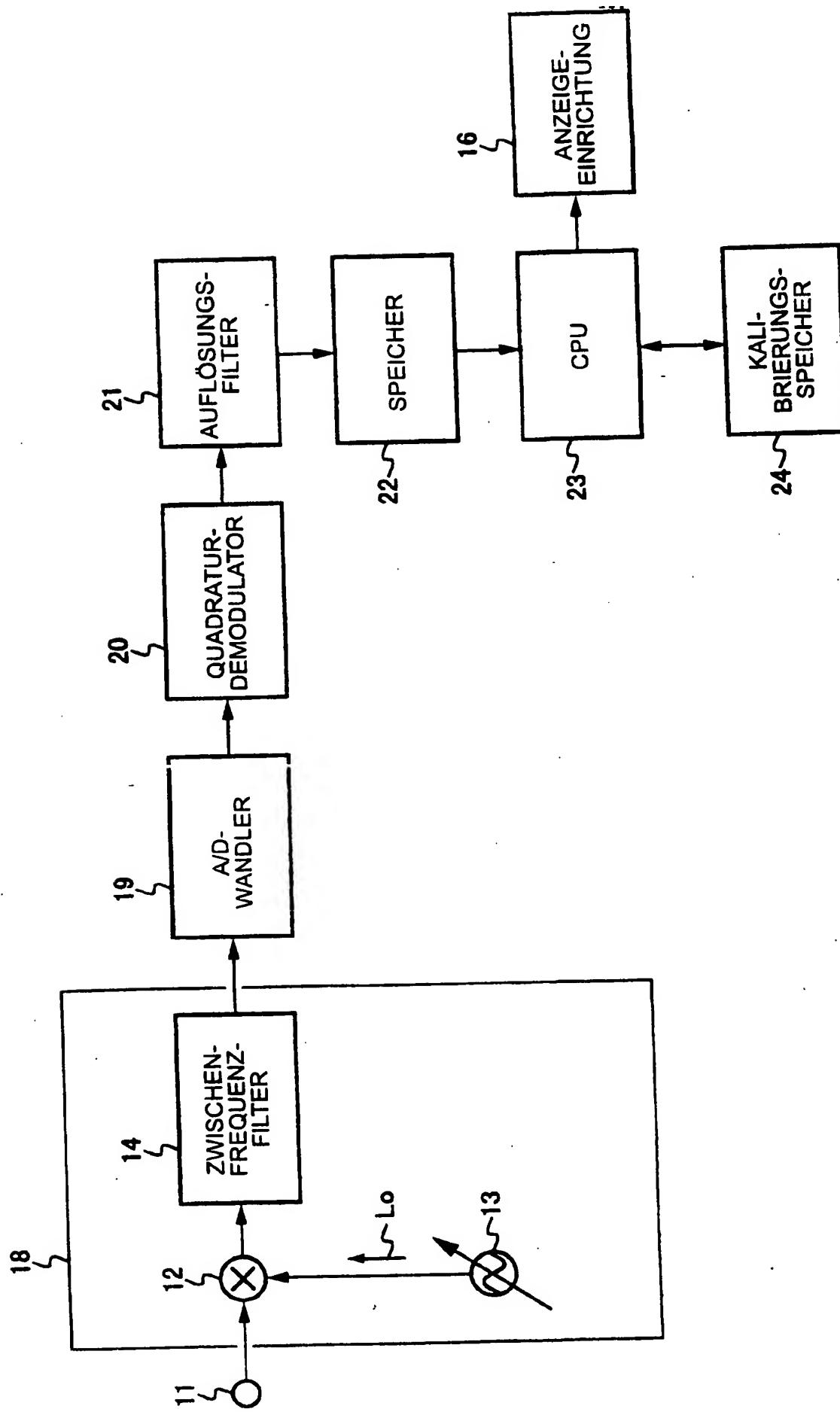


FIG.17